P. E. Gray
C. L. Searle



Bazele electronicii moderne (II)

Biblioteca de automatică, informatică, electronică, management

●

Au apărut:

J. G. Gille, ş. a.	**Teoria şi calculul sistemelor de reglare automată**
J. G. Gille, ş. a.	**Elementele sistemelor de reglare automată**
A. G. Ivahnenko	**Cibernetica tehnică**
A. V. Besekerski	**Teoria reglării automate. Culegere de probleme**
B. I. Kogan	**Dispozitive electronice de modelare şi folosirea lor pentru studiul sistemelor de reglare automată**
B.M. Kagan, T.M. Ter-Mikaelian	**Rezolvarea problemelor inginereşti cu calculatoare numerice**
V. Solodovnikov ş. a.	**Regulatoare automate şi sisteme de urmărire**
W. Oppelt	**Tehnica reglării automate**
D. V. Vasiliev ş. a.	**Calculul şi proiectarea sistemelor de urmărire**
M. Mănescu ş. a.	**Maşini de calcul pentru mecanizarea şi automatizarea lucrărilor economice administrative**
M. Pélegrin,	**Calculatoare analogice şi numerice. Aplicaţii în automatizări**
I. Papadache, G. Weinrich ş. a.	**Regulatoare electronice**
W. Simon	**Conducerea numerică a maşinilor-unelte**
P. Naslin	**Circuite logice şi automatizări secvenţiale**
C. J. Savant	**Calculul sistemelor automate**
J. E. Gibson	**Sisteme automate neliniare**
B. Kuo	**Sisteme automate cu eşantionare**
W. A. Geyger	**Dispozitive magnetice neliniare**
E. Lewis, H. Stern	**Sisteme automate hidraulice**
R. S. Ledley	**Programarea şi utilizarea calculatoarelor numerice**
Y. Chu	**Bazele proiectării calculatoarelor numerice**
G. V. Drujinin	**Siguranţa în funcţionare a sistemelor**
G. A. Korn	**Simularea şi măsurarea proceselor aleatoare**
S. E. Elmaghraby	**Proiectarea sistemelor de producţie**
I. Flores	**Sisteme de programe („software") pentru calculatoare numerice**
W. Karplus	**Sisteme de calculatoare cu divizarea timpului**
E. S. Savas	**Conducerea cu calculatoare a proceselor industriale**
I. Felea ş. a.	**Circuite cu semiconductoare în industrie. Aparate de măsurat**
Al. Spătaru	**Teoria transmisiei informaţiei. vol. I, II**
Vătăşescu A. ş. a.	**Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare şi oscilatoare**
D. Petcu ş. a.	**Pneumoautomatica**
H. B. Maynard	**Conducerea activităţii economice. Vol. I. II, III, IV**
C. Penescu ş.a.	**Identificarea experimentală a proceselor automatizate**
S. Călin şi Belea C.	**Sisteme automate adaptive şi optimale**
R. Paul	**Tehnica măsurării tranzistoarelor**
Adelaida Mateescu	**Circuite corectoare**
S. Condrea	**Reţele şi sisteme de telecomunicaţii. O introducere în teoria modernă a circuitelor**
S. Călin, C. Belea	**Sisteme automate cu structură complexă**
M. Drăgănescu	**Electronica corpului solid**
L. M. Goldenberg	**Teoria şi calculul circuitelor de impulsuri**
L. A. Zadeh, E. Polak	**Teoria sistemelor**

Paul E. Gray **Campbell L. Searle**

Institutul de tehnologie Massachusetts



Bazele electronicii moderne

Traducere după ediţia americană, cu o completare, aprobată pentru ediţia română, cuprinzînd rezolvările problemelor propuse în original, elaborată de autori

vol. II



Editura tehnică

Bucureşti 1973

Electronic Principles
Physics, Models, and Circuits
Paul E. Gray and Campbell L. Searle

Traducere (vol. II):

Ing. *Ioan Drăghici*: cap. 16;
Ing. *Camelia Marinescu*: cap. 21, 22;
Dr. ing. *Mircea Petrescu*: cap. 23, 24;
Ing. *Șerban Petrescu*: cap. 18, 19, 20, anexa E (parțial);
Ing. *Tiberiu Popescu*: cap. 17, anexele A–D, anexa E (parțial);
Dr. ing. *Roman Stere*: cap. 15.

Redactori:

Ing. *Maria Ganea*, ing. *Maria Beluri*, ing. *Constantin Minea*, ing. *Paul Zamfirescu*
Tehnoredactor: *Maria Ionescu*

Bun de tipar: 22.10.1973 Coli de tipar: 45 Tiraj: 10.000+140 exemplare legate C.Z. 621.38(01)

Întreprinderea poligrafică „Informația" Str. Brezoianu 23–25 cda. 587



TABLA DE MATERII GENERALĂ
Vol. I și vol. II

Vol. I

Cuvînt înainte la ediția română
Prefața autorilor
Lista simbolurilor uzuale
1. **Circuite, dispozitive și modele electronice**
2. **Mecanisme de conducție în semiconductoare**
3. **Distribuția și curgerea purtătorilor de sarcină în semiconductoare**
4. **Electronica fizică a diodei cu joncțiune**
5. **Structura și fabricarea dispozitivelor semiconductoare**
6. **Circuite cu diode și modelarea lor**
7. **Tranzistoare bipolare cu joncțiune**
8. **Modele de regim dinamic pentru tranzistoare bipolare**
9. **Tranzistoare cu efect de cîmp de tip MOS**
10. **Tranzistoare cu efect de cîmp cu poarta joncțiune**
11. **Circuite echivalente de semnal mic pentru tranzistoare**
12. **Determinarea parametrilor de semnal mic**
13. **Polarizarea tranzistoarelor cu efect de cîmp și bipolare**
14. **Calculul răspunsului la joasă frecvență și la înaltă frecvență**

Vol. II

15. **Amplificatoare cu mai multe etaje**
16. **Alte exemple de amplificatoare cu mai multe etaje**
17. **Amplificatoare acordate cu tranzistoare**
18. **Reacția**
19. **Răspunsul staționar și tranzitoriu al amplificatorului cu reacție. Locul rădăcinilor**
20. **Proiectarea amplificatoarelor cu reacție pe baza răspunsului pe axa *j***
21. **Funcționarea tranzistoarelor în afara regiunii active**
22. **Circuite digitale cu un singur etaj**
23. **Circuite digitale neregenerative cu mai multe etaje**
24. **Circuite de comutație cu mai multe etaje regenerative**
Anexa A. **Modele și circuite cu tuburi cu vid**
Anexa B. **Electronica fizică a tuburilor cu vid și circuite echivalente**
Anexa C. **Program FORTRAN IV pentru determinarea frecvențelor naturale ale unei rețele RC**
Anexa D. **Program APL pentru determinarea frecvențelor naturale ale unei rețele**
Anexa E. Rezolvarea problemelor
Index de noțiuni în limbile română și engleză

Tabla de materii analitică

Vol. II

15. **Amplificatoare cu mai multe etaje** 11
15.1. Analiza amplificatorului cascodă: amplificarea şi lărgimea de bandă . . . 11
15.2. Constantele de timp de circuit deschis ca ajutor în proiectare 21
15.3 Proiectarea de joasă frecvenţă a amplificatorului cascodă 33
Bibliografie 42
Probleme 42
16. **Alte exemple de amplificatoare cu mai multe etaje** 47
16.1. Proiectarea etajelor cu emitorul comun în cascadă 47
16.2. Amplificator cu cuplaj prin emitor 65
16.3. Amplificatoare cu mai multe etaje utilizînd atît tranzistoare TEC cît şi tranzistoare bipolare 76
16.4. Structuri mai complicate cu mai multe etaje 80
Bibliografie 83
Probleme 83
17. **Amplificatoare acordate cu tranzistoare** 89
17.1. Analiza unui amplificator acordat cu un singur etaj 89
17.2. Exemplu de amplificator acordat cu un singur etaj cu emitorul comun 99
17.3. Exemplu de pereche acordată cu emitor comun 105
17.4. Demonstraţie experimentală la curs 111
Bibliografie 112
Probleme 112
18. **Reacţia** 117
18.1 Proprietăţile de bază ale amplificatoarelor cu reacţie 117
18.2. Cele patru topologii de bază de circuite cu reacţie 130
18.3. Analiza şi proiectarea circuitelor pe baza comparării şi eşantionării nodurilor 134
18.4. Analiza şi proiectarea circuitelor prin compararea şi eşantionarea buclelor . . 151
18.5. Circuite cu reacţie, cu compararea nodului şi eşantionarea buclei 159
18.6. Circuite cu reacţie cu compararea buclei şi eşantionarea nodului 162
18.7. Rezumat 165
18.8. Demonstraţii experimentale la curs 167
Bibliografie 168
Probleme 168
19. **Răspunsul staţionar şi tranzitoriu al amplificatorului cu reacţie. Locul rădăcinilor** 175
19.1. Problema stabilităţii 175
19.2. Calculul locului rădăcinilor 182
19.3. Exemplu de proiectare 214
19.4. Demonstraţii experimentale la curs 225
Bibliografie 226
Probleme 226
20. **Proiectarea amplificatorului cu reacţie pe baza răspunsului pe axa *j*** 231
20.1. Teorie 231
20.2. Exemplu de calcul pe axa *j* 237
20.3. Instabilitatea la frecvenţe joase 250
Bibliografie 254
Probleme 254

21. **Funcţionarea tranzistoarelor în afara regiunii active** 259
21.1. Modele pentru tensiuni arbitrare ale joncţiunilor 259
21.2. Modele statice Ebers — Moll 263
21.3. Modele dinamice cu control prin sarcină 267
21.4. Regiuni de funcţionare 276
21.5. Aplicaţii ale modelelor de circuit Ebers-Moll 288
Bibliografie 298
Probleme 298
22. **Circuite digitale cu un singur etaj** 303
22.1. Cîteva proprietăţi de bază ale circuitelor digitale 303
22.2. Proprietăţi statice ale unui inversor cu tranzistor 306
22.3. Tranziţii între stări 313
22.4. Condensatorul de accelerare 332
22.5. Determinarea parametrilor modelului cu control prin sarcină 335
22.6. Soluţia pe calculator a ecuaţiilor modelului cu control prin sarcină 345
22.7. Demonstraţii experimentale la curs 354
Bibliografie 355
Probleme 355
23. **Circuite digitale neregenerative cu mai multe etaje** 361
23.1. Clasificarea circuitelor digitale 361
23.2. Circuite cu rezistenţe şi tranzistoare cu cuplaj direct (DCTL, RTL) 364
23.3. Alte exemple de circuite logice cu saturaţie 383
23.4. Circuite logice fără saturaţie 386
23.5. Tranzistoarele cu efect de cîmp (TEC) ca elemente de comutaţie 400
23.6. Demonstraţie experimentală la curs 404
Bibliografie 404
Probleme 409
24. **Circuite de comutaţie cu mai multe etaje regenerative** 409
24.1. Circuite de comutaţie regenerative bistabile 431
24.2. Circuite basculante monostabile 435
24.3. Circuite basculante astabile 439
24.4. Demonstraţie experimentală la curs 440
Bibliografie 441
Probleme 444
ANEXA A. **Modele şi circuite cu tuburi cu vid** 444
A.1. Introducere 444
A.2. Structura şi funcţionarea diodelor cu vid şi triodelor cu vid 451
A.3. Un amplificator elementar 467
A.4. Modelarea şi analiza circuitelor active liniare 476
ANEXA B. **Electronica fizică a tuburilor cu vid şi circuite echivalente** 476
B.1. Electronica fizică a tuburilor cu vid 492
B.2. Circuite echivalente ale tuburilor cu vid 502
Bibliografie 502
Probleme 508
ANEXA C. **Program FORTRAN IV pentru determinarea frecvenţelor naturale ale unei reţele RC** 508
C.1. Instrucţiuni pentru utilizarea programului 510
C.2. Programul 522
Bibliografie 524
ANEXA D. **Program APL pentru determinarea frecvenţelor naturale ale unei reţele** 524
D.1. Exemple de utilizarea programului 526
D.2. Programul 530
ANEXA E. **Rezolvarea problemelor** 709
Index de noţiuni în limbile română şi engleză

CAPITOLUL 15

AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

CAPITOLUL 15

AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

15.1. Analiza amplificatorului cascodă: amplificarea și lărgimea de bandă
15.1.1. Amplificarea
15.1.2. Ecuațiile pe noduri
15.1.3. Calculul lărgimii de bandă cu ajutorul calculatorului electronic
15.1.4. Calculul lărgimii de bandă cu poli complecși
15.1.5. Răspunsul la semnal treaptă
15.2. Constantele de timp de circuit deschis ca ajutor în proiectare
15.2.1. Relația între ω_h și primii doi termeni ai numitorului funcției de transfer
15.2.2. Determinarea rapoartelor a_1/a_0 și a_{n-1}/a_n prin analizarea rețelei
15.2.3. Relația între ω_h și constantele de timp de circuit deschis
15.2.4. Exemplu
15.2.5. O utilă verificare de calcul
15.2.6. Metodă de proiectare pentru mai multe etaje
15.3. Proiectarea de joasă frecvență a amplificatorului cascodă
15.3.1. Calculul valorilor rezistențelor
15.3.2. Calculul valorilor condensatoarelor de cuplaj și de decuplare
15.3.3. Verificarea proiectării folosind un calculator electronic
Bibliografie
Probleme

15

AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

15.1. ANALIZA AMPLIFICATORULUI CASCODĂ: AMPLIFICAREA ŞI LĂRGIMEA DE BANDĂ

Cînd trecem de la circuitele cu un singur etaj, discutate în capitolele precedente, la proiectarea amplificatoarelor cu mai multe etaje, apar posibilităţi de proiectare cu totul noi. De exemplu putem obţine amplificări foarte mari legînd în cascadă etaje cu emitorul comun (adică conectînd ieşirea unui etaj la intrarea celui de-al doilea etaj) deoarece amplificarea sistemului va fi de obicei de ordinul produsului amplificărilor etajelor individuale. Dar odată cu aceste posibilităţi noi de proiectare apar şi probleme noi de proiectare. De exemplu, amplificatoarele cu mai multe etaje au multe frecvenţe naturale care de obicei reprezintă funcţii complicate de numeroasele capacităţi ale circuitului echivalent de semnal mic. Din această cauză vom fi uneori obligaţi să folosim calculatorul electronic în proiectarea amplificatoarelor cu mai multe etaje.

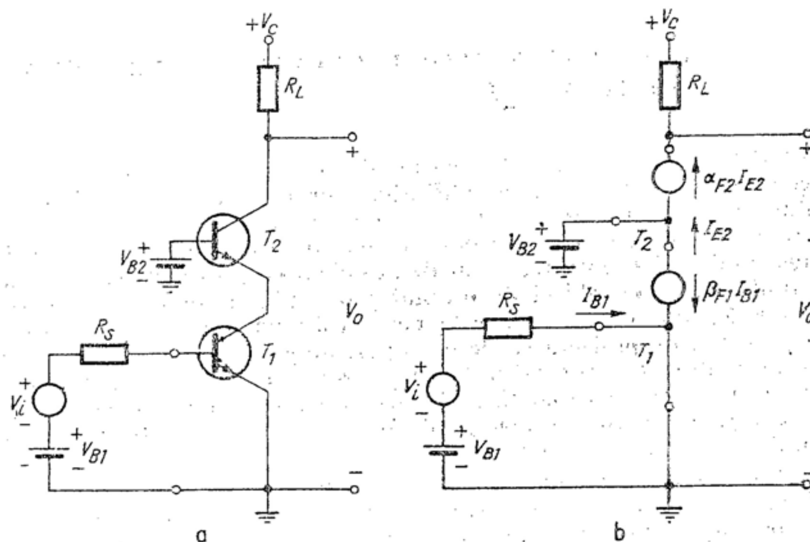
Vom aborda proiectarea amplificatorului cu mai multe etaje admiţînd mai întîi aproximaţii grosiere, pentru a obţine primul set de valori ale parametrilor amplificatorului. Vom calcula apoi pentru acest amplificator polii, zerourile, amplificarea şi frecvenţa de tăiere. În fine aceste rezultate se vor compara cu specificaţiile iniţiale şi se vor face modificări potrivite ale amplificatorului pentru a înlătura eventualele neconcordanţe.

15.1.1. Amplificarea

Deoarece vrem să ne bazăm în mare măsură pe analiza asistată de calculator, este ceva mai simplu să începem discutarea amplificatorului cu

mai multe etaje printr-un exemplu concret. Am ales pentru acest exemplu amplificatorul cu două etaje de tip așa numit „*cascodă*" prezentat în fig. 15.1, *a*. Tranzistorul T_1 este într-o conexiune cu emitorul comun tipică, în afară de faptul că sarcina colectorului este un al doilea tranzistor în loc să fie obișnuitul rezistor. Tranzistorul T_2 este un etaj cu baza comună: semnalul intră în emitor și iese la colector, baza fiind menținută la un potențial constant de către o baterie. În cursul discuției vor fi scoase în evidență avantajele și dezavantajele acestei cascode emitor comun-bază comună.

Din punct de vedere al fluxului de putere continuă debitat de sursa de alimentare, cele două tranzistoare sînt în serie și curenții de colector I_{C1} și I_{C2} sînt practic egali. Dacă rețeaua de polarizare este aleasă corect, ambele tranzistoare funcționează în regiunea activă normală; prin urmare, într-o primă aproximație, vom putea face calculele asupra amplificării, folosind pentru tranzistoare circuitele echivalente simplificate cu α_F și β_F(§ 7.3) așa



15.1. Amplificator cascodă.

cum se arată în fig. 15.1, *b*. Din această schemă rezultă evident că tensiunea de colector V_{CE} a lui T_1 este determinată aproape exclusiv de tensiunea bateriei aplicate la baza lui T_2:

$$V_{CE1} \approx V_{B2} \tag{15.1}$$

și astfel

$$V_{CE2} \approx V_C - V_{B2} - I_C R_L. \tag{15.2}$$

Pentru acest circuit echivalent simplu amplificările pot fi calculate prin observare:

$$\frac{\Delta I_{C2}}{\Delta I_{B1}} = \beta_{F1}\alpha_{F2} \tag{15.3}$$

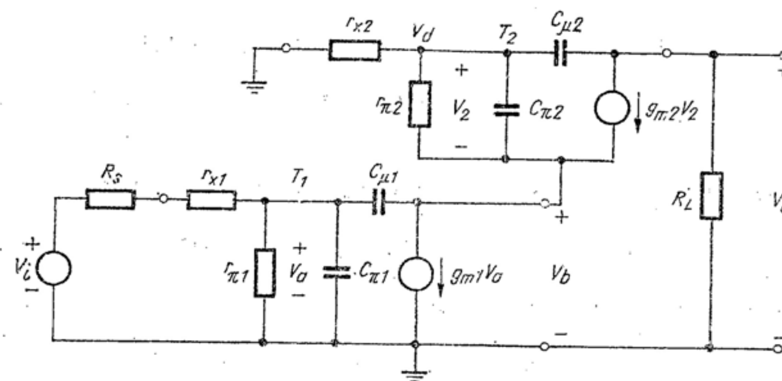
$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{\Delta I_{C2} R_L}{\Delta I_B \Delta I_{B1} R_s} = -\beta_{F1}\alpha_{F2}\frac{R_L}{R_s} \tag{15.4}$$

Rezultă clar din ecuațiile (15.3) și (15.4) că deoarece α_F este totdeauna mai mic decît unitatea (cu excepția tranzistoarelor cu contact punctiform, actualmente demodate) cel de-al doilea tranzistor nu mărește nici amplificarea de curent, nici amplificarea de tensiune a acestui circuit.

O rațiune importantă pentru adăugarea unui al doilea tranzistor în felul arătat în fig. 15.1 este că acest tranzistor, funcționînd cu baza comună și nu cu emitorul comun, poate admite tensiuni mult mai mari la colector. În adevăr, tensiunea de colector a unui etaj cu baza comună este limitată de tensiunea de avalanșă a joncțiunii colector și nu de tensiunea de menținere. Alte rațiuni pentru a conecta cel de-al doilea tranzistor în felul arătat vor deveni evidente numai după examinarea detaliată a comportării la frecvențe înalte a acestui circuit.

15.1.2. Ecuațiile pe noduri

Pentru a examina comportarea la înaltă frecvență a amplificatorului cascodă, voi prezenta mai întîi în fig. 15.2 un circuit echivalent complet de semnal mic bazat pe modelul π — hibrid al tranzistorului. Putem acum



15.2. Circuit echivalent de semnal mic al amplificatorului cascodă.

determina prin observarea circuitului forma generală a funcţiei de transfer V_o/V_i. Există patru elemente independente care înmagazinează energie (independente în sensul că nu există noduri la care să fie conectate numai inductanţe şi nu există bucle formate numai din capacităţi), astfel încît circuitul are patru frecvenţe naturale. Pentru a găsi forma numărătorului vom observa mai întîi că la $s=0$ reţeaua are o amplificare finită, deci nu poate să existe vreun factor s la numărător. Apoi, observăm că pentru valori mari ale lui s, toate condensatoarele se comportă ca scurtcircuite, dar numai unul din aceste scurtcircuite şi anume $C_{\pi 1}$, reduce pe V_o/V_i la zero (v. problema P. 15.1). Prin urmare, la frecvenţe mari, este de aşteptat ca V_o/V_i să varieze ca $1/s$. Singura formă de funcţiune de transfer care satisface aceste cerinţe este:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K(s-s_a)(s-s_b)(s-s_c)}{(s-s_d)(s-s_e)(s-s_f)(s-s_g)} \qquad (15.5)$$

Pentru a găsi parametrii din ecuaţia (15.5), trebuie să scriem şi să rezolvăm sistemul complet de ecuaţii al reţelei din fig. 15.2. Există patru noduri independente (presupunînd că R_s şi r_{x1} sînt însumate pentru a forma o nouă rezistenţă R_s') astfel încît alegem drept variabile independente cele patru tensiuni de la noduri la masă.

În această figură şi în cele următoare, o tensiune V notată lîngă un nod (în acest caz V_d) se presupune a fi o tensiune de la nod la masă. Polaritatea se defineşte astfel încît dacă V este pozitiv, tensiunea nodului este pozitivă faţă de masă. O aplicare directă a legii lui Kirchhoff pentru curenţi în fiecare nod ne dă:

$$G_s'V_i = [G_s' + g_{\pi 1} + s(C_{\pi 1} + C_{\mu 1})]\, V_a - sC_{\mu 1}V_b \qquad (15.6\ a)$$

$$0 = (g_{m1} - sC_{\mu 1})\, V_a + [g_{\pi 2} + g_{m2} + s(C_{\pi 2} + C_{\mu 1})]\, V_b - (g_{\pi 2} + g_{m2} + sC_{\pi 2})\, V_d \qquad (15.6\ b)$$

$$0 = -(g_{\pi 2} + sC_{\pi 2})\, V_b + [g_{x2} + g_{\pi 2} + s(C_{\pi 2} + C_{\mu 2})]\, V_d - sC_{\mu 2}V_o \qquad (15.6\ c)$$

$$0 = -g_{m2}V_o + (g_{m2} - sC_{\mu 2})\, V_d + (G_L + sC_{\mu 2})\, V_0. \qquad (15.6\ d)$$

Este evident în acest punct că orice încercare de a găsi funcţia de transfer V_o/V_i completă, în forma ei literală, este dificilă şi nu se justifică. Prin urmare sîntem obligaţi să continuăm discuţia de aici încolo folosind valori numerice concrete. Pentru simplitate, vom alege iniţial puncte de funcţionare identice pentru cele două tranzistoare, cu $I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 10$ V urmînd eventual să facem modificări pe parcurs, odată cu aprofundarea analizei.

Să presupunem următoarele specificaţii ale tranzistoarelor în acest punct de funcţionare:

$$g_m = 0{,}4\ \text{S} \qquad \beta_o = 100$$

$$r_\pi = 250\ \Omega \qquad r_x = 20\ \Omega$$

$$C_\pi = 100\ \text{pF} \qquad C_\mu = 5\text{pF}.$$

Să presupunem de asemenea că $R_s = R_L = 200\ \Omega$.

Convertind toate conductanţele la unităţi de mS obţinem:

$$g_m = 400 \qquad g_x = 50 \qquad g_\pi = 4$$

$$G_L = 5 \qquad G_s' = \frac{1}{0{,}2 + 0{,}02} = 4{,}5.$$

Substituind aceste valori (în unităţi de mS, pF, şi ns) în ecuaţia 15.6, obţinem:

$$4{,}5V_i = (8{,}5 + s105)\, V_a - s5V_b \qquad (15.7\ a)$$

$$0 = (400 - s5)\, V_a + (404 + s105)\, V_b - (404 + s100)\, V_d \qquad (15.7\ b)$$

$$0 = -(4 + s100)\, V_b + (54 + s105)\, V_d - s5V_o \qquad (15.7\ c)$$

$$0 = -400V_b + (400 - s5)\, V_d + (5 + s5)\, V_o. \qquad (15.7\ d)$$

Este necesar un efort formidabil pentru a rezolva aceste ecuaţii numerice pentru funcţia de transfer V_o/V_i; de aceea în mod natural ne vom adresa pentru asistenţă unui calculator electronic numeric. Mai întîi vom căuta să determinăm cît mai precis lărgimea de bandă a amplificatorului cu ajutorul calculatorului. După aceea, în paragrafele următoare, vom discuta o tehnică aproximativă care ne permite să estimăm performanţele amplificatorului în scopurile unei proiectări sumare.

15.1.3. Calculul lărgimii de bandă cu ajutorul calculatorului electronic[1])

Reamintim că putem găsi expresia lui V_o/V_i din ecuația (15.7) aplicînd regula lui Cramer:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{4{,}5\ \Delta_{14}}{\Delta},$$

unde Δ denotă determinantul sistemului de ecuații iar Δ_{14} denotă minorul format prin ștergerea primului rînd și celei de-a patra coloane a determinantului complet.

Frecvențele naturale ale rețelei sînt acele frecvențe la care pot exista tensiuni la borne chiar atunci cînd V_i este 0. Această condiție poate exista numai dacă determinantul Δ este zero. Prin urmare polii lui V_o/V_i pot fi găsiți determinînd rădăcinile ecuației caracteristice

$$\Delta = 0.$$

Un raționament similar se poate folosi pentru a demonstra că zerourile lui V_o/V_i, sînt rădăcinile ecuației:

$$\Delta_{14} = 0.$$

Prin urmare, pentru a găsi polii și zerourile lui V_o/V_i avem nevoie de un program pentru a rezolva ecuațiile de forma $\Delta=0$.

Cele mai multe din sistemele de calcul au programe pentru rezolvarea *problemei valorilor proprii*, adică a determinării valorilor lui s care satisfac expresia:

$$\begin{vmatrix} a_1 + s & b_1 & c_1 \dots \\ a_2 & b_2 + s & c_2 \dots \\ a_3 & b_3 & c_3 + s \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{vmatrix} = 0, \qquad (15.8)$$

în care coeficienții a_1, b_1 și așa mai departe sînt reali. Determinantul ec. (15.7) poate fi redus la forma arătată în ecuația (15.8) prin tehnicile uzuale de manipulare a determinanților și prin normalizarea la unitate a coeficienților lui s ai determinantului. Și aceasta se poate face de către calculator. Dacă se efectuează această reducere asupra ecuației (15.7), valorile proprii ale determinantului rezultant sînt de fapt rădăcinile ecuației caracteristice inițiale. În anexă sînt prezentate două programe de calcul pentru găsirea rădăcinilor prin această metodă. Programul din anexa *C* este scris în Fortran IV, iar NATFREQS, scris în APL, este dat în anexa D.

[1]) Cititorii care nu au acces la un calculator electronic numeric, pot omite § 15.1.3 fără a pierde continuitatea. Totuși s-ar putea dovedi util să se revină la ultimul punct al acestui paragraf după ce s-a parcurs § 15.2.3.

Cînd determinantul Δ și minorul Δ_{14} al ecuației (15.7) sînt prelucrate cu unul din aceste programe, polii și zerourile lui V_0/V_i se determină ca fiind:

Zerouri	*Poli*
$s_a = 8\ \text{ns}^{-1}$	$s_d = -0{,}0806\ \text{ns}^{-1}$
$s_b = -2{,}02 + \text{j}\,5{,}99$	$s_e = -0{,}644$
$s_c = -2{,}02 - \text{j}\,5{,}99$	$s_f = -4{,}05$
	$s_g = -16{,}45.$

Există multe căi pentru a găsi frecvența de 0,707 (de tăiere) ω_h din aceste rezultate furnizate de calculator. De exemplu, mărimea fiecăruia din factorii ecuației (15.5) poate fi reprezentată grafic în funcție de ω (de preferință pe hîrtie dublu logaritmică) și rezultatele pot fi combinate grafic pentru a da variația întregului modul $|V_o/V_i|$. Frecvența de 0,707 (de tăiere) poate fi atunci citită din reprezentarea grafică.

Dacă unul din poli este la o frecvență mult mai joasă decît zerourile și decît ceilalți poli, adică dacă avem un *pol dominant* s_l, atunci o primă aproximație pentru ω_h este

$$\omega_h \approx |s_l|. \qquad (15.9)$$

În exemplul nostru, această aproximație dă

$$\omega_h \approx 0{,}0806\ \text{Grad/s}$$

$$f_h \approx 12{,}9\ \text{MHz}.$$

O relație mai precisă pentru determinarea lui ω_h, aplicabilă cînd zerourile sînt la frecvențe mult mai mari decît polii dominanți (așa cum în mod evident sînt aici) poate fi ușor dedusă din ecuația (15.5) Mai întîi simplificăm expresia presupunînd că s_a, s_b și s_c sînt suficient de mari în modul încît în vecinătatea lui ω_h să putem considera numărătorul ca o constantă, K', unde:

$$K' = -K s_a s_b s_c. \qquad (15.10)$$

Împărţim după aceea ecuaţia (15.5) la $s_d s_e s_f s_g$, şi obţinem :

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K''}{(1 - s/s_d)(1 - s/s_e)(1 - s/s_f)(1 - s/s_g)}. \quad (15.11)$$

Modulul funcţiei de transfer pentru $s = j\omega$ este :

$$\left|\frac{V_o}{V_i}\right|_{s=j\omega} \approx \left|\frac{K''}{(1 - j\omega/s_d)(1 - j\omega/s_e)(1 - j\omega/s_f)(1 - j\omega/s_g)}\right|. \quad (15.12)$$

Pentru determinarea modulului părţii drepte este convenabil să ridicăm la pătrat ambele părţi ale ecuaţiei. *Dacă toţi polii sînt reali* :

$$\left|\frac{V_o}{V_i}\right|^2 = \frac{(K'')^2}{(1 + \omega^2/s_d^2)(1 + \omega^2/s_e^2)(1 + \omega^2/s_f^2)(1 + \omega^2/s_g^2)}, \quad (15.13)$$

dezvoltînd obţinem :

$$\left|\frac{V_o}{V_i}\right|^2 = \frac{(K'')^2}{1 + \omega^2(1/s_d^2 + 1/s_e^2 + 1/s_f^2 + 1/s_g^2) + \omega^4(1/s_d^2 s_e^2 + \ldots) + \ldots}. \quad (15.14)$$

Deoarece am presupus că s_d, s_e, s_f şi s_g sînt reali, coeficienţii din această ecuaţie trebuie să fie pozitivi, astfel încît $|V_0/V_i|$ trebuie să fie o funcţie monotonă de ω^2. Vrem să determinăm frecvenţa de 0,707, ω_h, la care $|V_0/V_i|^2 = (K'')^2/2$. Evident

$$\omega_h < |s_d|,\ |s_e|,\ |s_f|,\ |s_g|. \quad (15.15)$$

Prin urmare, putem găsi o valoare aproximativă pentru ω_h din ecuaţia (15.14) folosind numai primii doi termeni ai numitorului :

$$\left|\frac{V_0}{V_i}\right|^2_{\omega=\omega_h} = \frac{(K'')^2}{2} \approx \frac{(K'')^2}{1 + \omega_h^2(1/s_d^2 + 1/s_e^2 + 1/s_f^2 + 1/s_g^2)}. \quad (15.16)$$

Rezolvînd pentru ω_h, obţinem :

$$\frac{1}{\omega_h^2} = \frac{1}{s_d^2} + \frac{1}{s_e^2} + \frac{1}{s_f^2} + \frac{1}{s_g^2}. \quad (15.17)$$

(Evident, această metodă poate fi extinsă şi la o reţea cu orice număr de frecvenţe naturale). Înlocuind valorile determinate de calculator în ecuaţia (15.17) obţinem :

$$\omega_h = 0{,}0799 \text{ Grad/s}$$

$$f_h = 12{,}7 \text{ MHz}.$$

Deoarece frecvenţele naturale sînt în cazul de faţă atît de mult distanţate între ele, iar ecuaţia (15.17) indică că frecvenţele naturale intră în expresia lui ω_h ca sume ale pătratelor, în acest exemplu, atît expresia simplă, cît şi cea mai exactă pentru ω_h dau rezultate aproape identice.

Pentru a scoate în evidenţă unul din avantajele acestui montaj cascodă (fig. 15.1) vom face în acest punct o digresiune pentru a calcula, în scopul comparaţiei, lărgimea de bandă a amplificatorului cu un singur etaj corespunzător. Pentru a avea aproximativ aceeaşi amplificare, amplificatorul cu un singur etaj trebuie să aibă o rezistenţă de sarcină de 200 Ω (să se compare ecuaţia 15.4 cu ecuaţia 11.28). Prin urmare, din ecuaţia (14.48), lărgimea de bandă va fi :

$$\omega_h \approx \frac{G_s' + g_\pi}{C_\pi + C_\mu [1 + (g_m + G_s') R_L]} \approx$$

$$\approx \frac{8{,}55}{100 + 5 [1 + 400 (0{,}2)]} = 0{,}0169 \text{ Grad/s}$$

sau

$$f_h \approx 2{,}7 \text{ MHz}.$$

Comparînd acest rezultat cu lărgimea de bandă estimată pentru cascodă, observăm că includerea celui de-al doilea tranzistor a condus la o creştere cu un factor de 5 a lărgimii de bandă, pentru aceeaşi amplificare la frecvenţe mijlocii. Explicaţia acestei diferenţe substanţiale poate fi găsită în calculul numeric al lui ω_h efectuat mai sus. Acolo observăm că termenul capacitiv rezultînd din C_μ este foarte mare în amplificatorul cu un etaj deoarece $g_m R_L$ este mare. În montajul cascodă, etajul cu emitor comun funcţionează cu o impedanţă de sarcină foarte mică, respectiv cu emitorul celui de-al doilea etaj. Prin urmare în cascodă efectul lui $C_{\mu 1}$ asupra lărgimii de bandă este foarte mic.

15.1.4. Calculul lărgimii de bandă cu poli complecși

Adesea calculele efectuate de calculator asupra amplificatorului cascodă vor indica o pereche de poli complecși în funcția de transfer. Dacă această pereche de poli este mai aproape de origine decît ceilalți poli, ecuația (15.17), va produce erori cu atît mai mari cu cît polii sînt mai depărtați de axa reală. Dacă perechea de poli complecși se apropie de configurația unui *filtru Butterworth cu doi poli,*

$$s_1 = -\alpha + j\alpha$$

$$s_2 = -\alpha - j\alpha$$

atunci lărgimea de bandă trebuie calculată pe baza formulei filtrului Butterworth și nu prin ecuația (15.17). Pentru filtrul Butterworth cu doi poli,

$$\omega_h = 1{,}41\,|\alpha|. \qquad (15.18)$$

Răspunsul filtrului Butterworth cu frecvența este denumit „maxim plat", deoarece, dacă polii sînt mai departe de axa reală decît se specifică mai sus, modulul răspunsului începe să aibă o cocoașă [1].

15.1.5. Răspunsul la semnal treaptă

O dată găsite pozițiile polilor și zerourilor, timpul de creștere al amplificatorului cu mai multe etaje poate fi calculat ușor. După cum am văzut în cap. 14, pentru poli reali răspunsul la semnalul treaptă este suma unui număr de exponențiale, cîte una pentru fiecare pol al funcției de transfer. Dacă unul din poli, s_{dom}, este dominant, atunci una din exponențiale va domina răspunsul și timpul de creștere t_r va fi:

$$t_r \approx \frac{2{,}2}{s_{dom}}. \qquad (15.19\,a)$$

Dacă nu există pol dominant, dar toți polii sînt reali, atunci datorită faptului că timpii de creștere se adună aproximativ pătratic,

$$(t_r)^2 = t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_{r3}^2 \dots = (2{,}2)^2\left(\frac{1}{s_1^2} + \frac{1}{s_2^2} + \frac{1}{s_3^2}\dots\right)$$

1) Filtrele Butterworth sînt discutate în detaliu în cap. 19 și referințele bibliografice [15.1] și [15.2] *(NA).*

Prin urmare, din ecuația (15.17), pentru circuitele cu poli reali:

$$t_r \approx \frac{2{,}2}{\omega_h} = \frac{0{,}35}{f_h}. \qquad (15.19\,b)$$

Dacă amplificatorul are poli complecși, după cum s-a discutat în § 15.14, vor apare oscilații în răspunsul la semnalul treaptă. Pentru filtrul Butterworth cu doi poli de exemplu, se va produce o supracreștere de 4,3% a răspunsului.

15.2. CONSTANTELE DE TIMP DE CIRCUIT DESCHIS CA AJUTOR ÎN PROIECTARE

Deși soluția obținută cu ajutorul calculatorului, discutată mai sus, asigură o metodă simplă pentru analizarea circuitelor cu mai multe etaje, din păcate nu ne dă o privire sau *indicație asupra proiectării.* De exemplu, soluția pe calculator nu dă o îndrumare asupra căii celei mai bune pentru a reproiecta circuitul cascodă în vederea creșterii lărgimii sale de bandă, deoarece analiza nu indentifică elementele de circuit care sînt principalele responsabile în limitarea lărgimii de bandă. Prin urmare trebuie să dezvoltăm metode de analiză adiționale care să ne dea o astfel de indicație. Deoarece însă avem metode bazate pe calculator pentru a da răspunsuri exacte, metodele adiționale pot fi destul de aproximative, prin urmare simple și rapide.

Una din aceste metode implică calcularea lui ω_h cu ajutorul unui grup de constante de timp ale rețelei, ușor de determinat. Din păcate durează mai mult deducerea pe o bază rațională a legăturii între ω_h și aceste constante de timp decît efectuarea calculului în realitate. Demonstrația se face în două părți: prima parte stabilește legătura între ω_h și primii doi termeni ai polinomului de la numitorul funcției de transfer, iar a doua leagă aceiași termeni ai numitorului de constantele de timp[1].

15.2.1. Relația între ω_h și primii doi termeni ai numitorului funcției de transfer

Dacă deschidem parantezele și înmulțim factorii de la numitorul ecuației (15.5) și presupunem din nou (ca și în § 15.1.3) că zerourile acestei ecuații nu vor influența calculul lărgimii de bandă, obținem o expresie de forma:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K'}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + s^4}. \qquad (15.20)$$

1) Într-un curs introductiv demonstrațiile din cele două paragrafe care urmează pot fi omise fără pierderea continuității, deoarece rezultatele mai importante ale demonstrațiilor sînt enunțate la începutul § 15.2.3 *(NA).*

Modulul acestei expresii la $s = j\omega_h$ este:

$$\left|\frac{V_o}{V_i}\right|_{s=j\omega_h} = \left|\frac{K'}{a_0 + ja_1\omega_h - a_2\omega_h^2 - ja_3\omega_h^3 + \omega_h^4}\right|.$$

Presupunînd din nou că frecvențele naturale ale rețelei, s_d, s_e, s_f și s_g sînt reale, putem aplica același raționament ca cel care urma ecuației (15.12) pentru a găsi o valoare aproximativă pentru ω_h. Adică, ridicăm la pătrat ambele părți ale ecuației și rezolvăm pentru ω_h observînd din ecuația (15.20) că la frecvența de 0,707 (de tăiere) ω_h:

$$\left|\frac{V_o}{V_i}\right|^2_{s=j\omega_h} = \frac{(K')^2}{2a_0^2}.$$

Dacă neglijăm termenii superiori lui ω_h^2, obținem:

$$\omega_h \approx \frac{a_0}{\sqrt{a_1^2 - 2a_0 . a_2}} \qquad (15.21)$$

(v. problema P 15.2). O aproximație mai simplă, dar mai puțin exactă poate fi obținută dacă neglijăm și termenul a_0a_2 în ecuația 15.21:

$$\omega_h \approx \frac{a_0}{a_1}. \qquad (15.22)$$

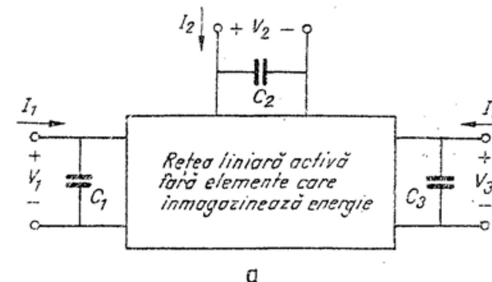
Această aproximație este deosebit de utilă deoarece dă ω_h în funcție de raportul primilor doi coeficienți ai ecuației 15.20 și acest raport poate fi de obicei găsit prin simpla observare a rețelei, după cum vom demonstra în cele ce urmează.

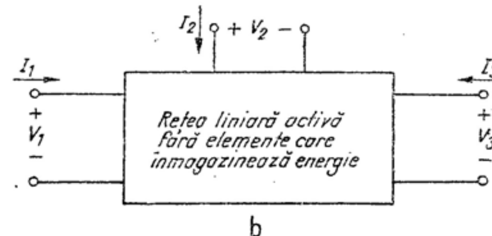
15.2.2. Determinarea rapoartelor a_1/a_0 și a_{n-1}/a_n prin analizarea rețelei

Pentru a găsi relația generală între a_1/a_0 și elementele rețelei vom lua în considerare o rețea activă liniară care conține n capacități dar nu mai conține și alte elemente înmagazinînd energie. Pentru simplitate, vom deduce relația de determinare a lui a_1/a_0 pentru rețeaua cu trei capacități din fig. 15.3,*a* menționînd însă că demonstrația poate fi ușor generalizată. Neluînd în considerare perechile de borne asociate inițial acestei rețele, vom aloca cîte o tensiune și un curent fiecăreia din perechile de borne asociate capacităților, așa cum se vede în figură.

În cele ce urmează ne vor trebui două seturi de parametri de joasă frecvență:

1. Conductanțele de scurtcircuit, adică conductanțele măsurate la fiecare poartă cu toate celelalte porți în scurtcircuit.
2. Rezistențele de circuit deschis, adică rezistențele măsurate la fiecare poartă cu toate celelalte porți în circuit deschis.





15.3. Reprezentarea unei rețele liniare active conținînd trei capacități:
a — capacități identificate prin perechile de borne;
b — rețeaua cu capacitățile înlăturate.

Pentru a găsi acestea, îndepărtăm capacitățile, așa cum se arată în fig. 15.3, *b*, și reprezentăm rețeaua activă liniară care ne rămîne prin ecuațiile pe noduri date în ecuația (15.23.). Toate sursele *independente* din interiorul cutiei se presupune că sînt nule; efectele surselor *dependente* din interiorul cutiei trebuie incluse în ecuațiile:

$$I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}V_2 + g_{13}V_3 \qquad (15.23a)$$

$$I_2 = g_{21}V_1 + g_{22}V_2 + g_{23}V_3 \qquad (15.23b)$$

$$I_3 = g_{31}V_1 + g_{32}V_2 + g_{33}V_3. \qquad (15.23c)$$

Putem găsi conductanțele de scurtcircuit G_{js}, observînd că ecuațiile (15.23) sînt de forma parametrilor y (v. paragraful 12.1.1.). Prin urmare, din definiția lui y_i sau y_0 (ecuația 12.12,a și b), *conductanța de scurtcircuit la perechea de borne j este tocmai* g_{jj}

$$G_{js} = g_{jj}. \qquad (15.24)$$

Pentru a găsi rezistențele de circuit deschis, notate R_{jo}, rezolvăm ecuația (15.23) pentru V_j în funcție de I_j cu toți ceilalți curenți egali cu zero. Pentru simplitate, vom folosi notația prescurtată a determinanților. Vom nota determinantul g ca:

$$\Delta_g = \begin{vmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{vmatrix}, \qquad (15.25)$$

iar minorii îi vom nota prin $(\Delta_g)_{jk}$. De exemplu:

$$(\Delta_g)_{11} = \begin{vmatrix} g_{22} & g_{23} \\ g_{32} & g_{33} \end{vmatrix}. \qquad (15.26)$$

Cu această notație, regula lui Cramer dă:

$$V_j = I_j \frac{(\Delta_g)_{jj}}{\Delta_g}.$$

Prin urmare, rezistența de circuit deschis la bornele perechii de borne j este:

$$R_{jo} = \frac{(\Delta_g)_{jj}}{\Delta_g}. \qquad (15.27)$$

Cînd capacitățile sînt conectate la perechile de borne, așa cum se arată în fig. 15.3,*a* rețeaua completă poate fi reprezentată printr-un sistem de ecuații pe noduri cu următorul determinant admitanță, care se obține prin însumarea susceptanțelor capacitive adecvate cu conductanțele din diagonala principală a lui Δ_g:

$$\Delta_y = \begin{vmatrix} g_{11} + sC_1 & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} + sC_2 & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} + sC_3 \end{vmatrix}. \qquad (15.28)$$

Frecvențele naturale ale rețelei complete sînt acele frecvențe la care pot exista tensiuni la borne cînd $I_1 = I_2 = I_3 = 0$. Această condiție se poate satisface numai dacă $\Delta_y = 0$. Observarea ecuației (15.28) arată că Δ_y va conține în general toate puterile lui s, de la s^0 pînă la s^3. Dacă există n capacități și nu există bucle de capacități, puterea cea mai mare a lui s în ecuația caracteristică este n:

$$\Delta_y = 0 = a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3. \qquad (15.29)$$

Dacă toate frecvențele naturale au părți reale negative, rețeaua este stabilă și totodată nu vor lipsi coeficienți în mijlocul ecuației. Adică, în exemplul nostru cu trei capacități, a_3 poate fi zero dacă există o buclă de capacități, dar dacă a_3 și a_0 nu sînt zero, atunci a_1 și a_2 nu trebuie nici ele să fie zero.

Unii din coeficienții ecuației 15.29 pot fi identificați relativ ușor prin observarea determinantului ecuației 15.28. Coeficientul a_0, adică termenul constant, este pur și simplu Δ_y cînd s este egal zero, sau, în mod echivalent, a_0 este egal cu Δ pentru rețeaua din care toate capacitățile au fost îndepărtate. Adică

$$a_0 = \Delta_g. \qquad (15.30)$$

Coeficientul a_1 (adică a puterii întîia a lui s) trebuie să fie suma a trei termeni, fiecare din ei conținînd o capacitate înmulțită cu minorul elementului corespunzător din determinantul conductanță. Pe această bază, a_1 este:

$$a_1 = C_1 (\Delta_g)_{11} + C_2 (\Delta_g)_{22} = C_3(\Delta_g)_{33}. \qquad (15.31)$$

Prin urmare, raportul a_1/a_0 căutat este:

$$\frac{a_1}{a_0} = C_1 \frac{(\Delta_g)_{11}}{\Delta_g} + C_2 \frac{(\Delta_g)_{22}}{\Delta_g} + C_3 \frac{(\Delta_g)_{33}}{\Delta_g}. \qquad (15.32)$$

Totuși, $(\Delta_g)_{jj}/\Delta_g$ este rezistența de circuit deschis văzută de C_j, așa cum s-a arătat în ecuația (15.27). În consecință

$$\frac{a_1}{a_0} = R_{10}C_1 + R_{20}C_2 + R_{30}C_3 = \sum_j \tau_{jo}, \qquad (15.33)$$

unde τ_{jo} denotă constanta de timp a capacității j calculată cu toate celelalte capacități în *circuit deschis* (întrerupte). Întreruperea tuturor capacităților, cu excepția uneia, de obicei descompune o rețea complicată în cîteva subrețele simple. Prin urmare rezistențele de circuit deschis R_{jo} pot fi adesea

determinate prin observare (în acest calcul nu intervin elemente care să înmagazineze energie).

În acest punct mai deducem o a doua relaţie între coeficienţii polinomului de la numitor, relaţie care este utilă pentru determinarea frecvenţei de 0,707 (de tăiere) joasă a amplificatorului. În ecuaţia (15.29) coeficientul a_3 (sau în general coeficientul termenului a^n) rezultă din înmulţirea părţilor susceptive ale elementelor diagonalei principale:

$$a_3 = C_1 C_2 C_3. \qquad (15.34)$$

Coeficientul a_2 (în general coeficientul termenului s^{n-1}), care de asemenea rezultă din înmulţirea termenilor diagonalei principale, conţine trei termeni, fiecare din ei implicînd toate capacităţile, mai puţin una:

$$a_2 = C_2 C_3 g_{11} + C_1 C_3 g_{22} + C_1 C_2 g_{33}. \qquad (15.35)$$

Prin urmare:

$$\frac{a_2}{a_3} = \frac{g_{11}}{C_1} + \frac{g_{22}}{C_2} + \frac{g_{33}}{C_3} \qquad (15.36)$$

$$\frac{a_2}{a_3} \equiv \sum_j \frac{1}{\tau_{js}}, \qquad (15.37)$$

unde τ_{js} desemnează constanta de timp a capacităţii, calculată cu toate celelalte capacităţi *scurtcircuitate* (v. ec. 15.24). Scurtcircuitarea tuturor capacităţilor cu excepţia uneia simplifică de obicei o reţea complicată suficient de mult încît din nou constantele de timp să poată fi determinate prin simpla observaţie.

15.2.3. Relaţia între ω_h şi constantele de timp de circuit deschis

În paragraful precedent am dovedit că pentru o reţea RC fără bucle de capacităţi, raportul între coeficientul termenului în s către termenul constant de la numitorul expresiei amplificării este (în general):

$$\frac{a_1}{a_0} = R_{10}C_1 + R_{20}C_2 + \ldots + R_{n0}C_n = \sum_j \tau_{jo}, \qquad (15.38)$$

unde R_{jo} desemnează rezistenţa văzută de capacitatea j şi τ_{jo} desemnează constanta de timp a capacităţii j, ambele calculate cu toate celelalte capacităţi întrerupte. În par. 15.2.1 se demonstrează că o aproximaţie grosieră a frecvenţei de 0,707, ω_h, poate fi găsită cu ajutorul aceloraşi doi coeficienţi:

$$\omega_h \approx \frac{a_o}{a_1}. \qquad (15.39)$$

Combinînd cele două rezultate, obţinem o relaţie foarte simplă între ω_h şi constantele de timp de circuit deschis, care dă indicaţii foarte preţioase pentru proiectare:

$$\omega_h \approx \frac{1}{\Sigma\, \tau_{jo}} \qquad (15.40)$$

Această relaţie ne va permite să localizăm într-o anumită măsură elementele de circuit care limitează banda amplificatorului, indicîndu-ne care din constantele de timp de circuit deschis sînt dominante în calculul lărgimii de bandă. Să ilustrăm cele spuse prin calculul acestor constante de timp pentru circuitul cascodă prezentat în paragrafele 15.1.1. şi 15.1.2.

15.2.4. Exemplu

Pentru comoditate, circuitul echivalent de semnal mic al amplificatorului cascodă a fost repetat în fig. 15.4, *a*. Cînd toate capacităţile cu excepţia lui $C_{\pi 1}$ au fost întrerupte, aşa cum se arată în figura 15. 4, *b*, reţeaua de intrare este decuplată de restul circuitului, făcînd prin aceasta posibil să se calculeze τ_{10} prin observare. În unităţi de kΩ, pF şi ns:

$$R_{10} = r_{\pi 1} \,\|\, (r_{x1} + R_s) = 0,25 \,\|\, 0,22 = 0,117 \text{ k}\Omega$$

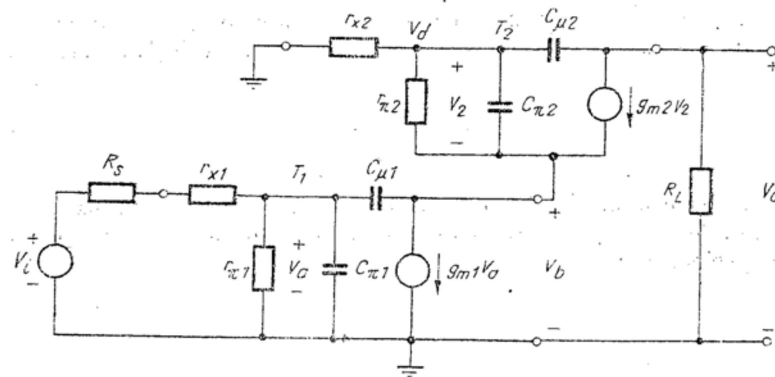
Deci:

$$\tau_{10} = C_{\pi 1} R_{10} = 100(0,117) = 11,7 \text{ ns}.$$

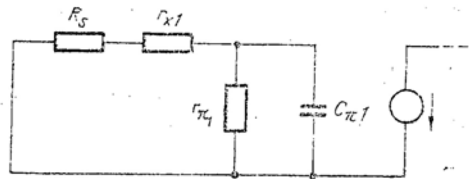
Figura 15.4,*c* arată reţeaua care rezultă cînd numai capacitatea $C_{\mu 1}$ rămîne în circuit. Impedanţa de intrare a tranzitorului T_2 se reduce în aceste condiţii la:

$$R_{L1} = \frac{r_{x2} + r_{\pi 2}}{\beta_{02} + 1} \approx \frac{0,270}{100} = 0,0027 \text{ k}\Omega.$$

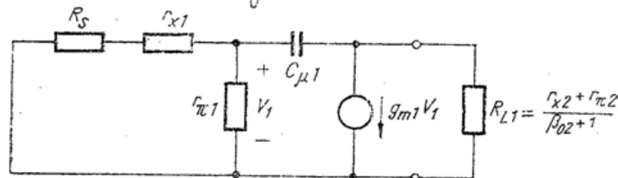
Chiar cu această simplificare, calculul lui R_{20}, adică a rezistenţei care apare la bornele lui $C_{\mu 1}$, nu poate fi efectuat prin simpla observare. O cale relativ directă pentru găsirea lui R_{20} constă în



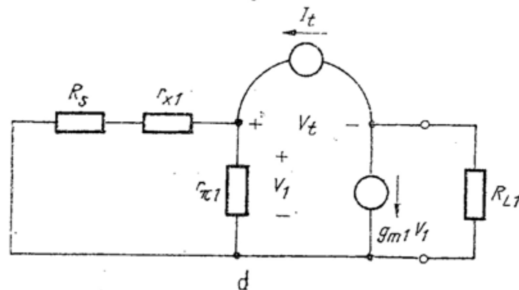
a



b



c



d

15.4. Calculul constantelor de timp de circuit deschis asociate cu tranzistorul T_1 în circuitul cascodă.

aplicarea unui curent de test I_t la bornele în chestiune, așa cum se arată în fig. 15.4, *d* și în calcularea tensiunii rezultante. Alegem ca sursă de test o sursă de curent, deoarece aceasta ne va permite să calculăm V_1 în modul cel mai simplu. Prin inspecție

$$V_1 = I_t\,[r_{\pi 1} \,||\, (r_{x1} + R_s)] = I_t R_{10}.$$

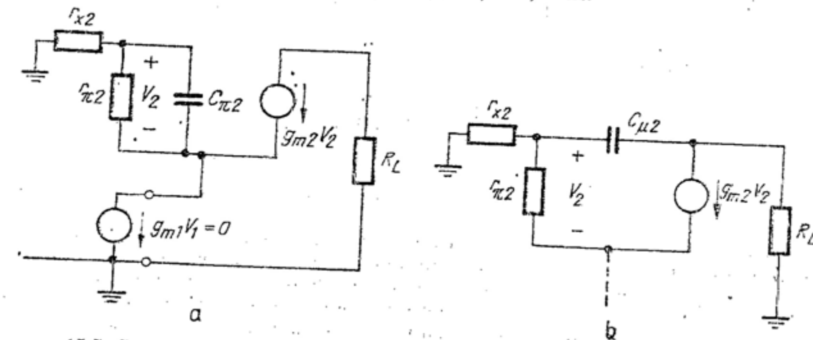
Prin urmare

$$\frac{V_t}{I_t} = R_{20} = R_{10} + g_m R_{10} R_{L1} + R_{L1} =$$

$$= 0{,}117 + 400\,(0{,}117)\,0{,}0027 + 0{,}0027 = 0{,}243 \text{ k}\Omega,$$

De unde

$$\tau_{20} = C_{\mu 1} R_{20} = 5\,(0{,}243) = 1{,}22 \text{ ns}.$$



a b

15.5. Calculul lui R_{30} și R_4 asociate cu tranzistorul T_2 în circuitul cascodă.

Circuitul din fig. 15.5, *a* rezultă cînd toate capacitățile din fig. 15.4, *a* cu excepția lui $C_{\pi 2}$ sînt considerate zero. Calea cea mai simplă pentru a determina pe R_{30} care se găsește la bornele lui $C_{\pi 2}$ este de a considera $C_{\pi 2} = 0$, a aplica o sursă de tensiune de test V_t la bornele capacității și a calcula curentul rezultant I_t (v. problema P. 15.3). Generatorul de curent $g_{m1}V_1$ nu este excitat în aceste condiții, prin urmare apare ca un circuit deschis. Pe de altă parte, generatorul $g_{m2}V_2$ este excitat și de fapt este factorul dominant în G_{30}:

$$\frac{I_t}{V_t} = G_{30} = g_{\pi 2} + g_{m2} = 4 + 400 = 404 \text{ mS},$$

adică

$$R_{30} = 2{,}47\ \Omega,$$

de unde

$$\tau_{30} = \frac{C_{\pi 2}}{G_{30}} = \frac{100}{404} = 0{,}247 \text{ ns}.$$

Figura 15.5, *b* poate fi folosită pentru a calcula cea de-a patra constantă de timp de circuit deschis. Aplicarea unei excitații la bornele capacității $C_{\mu 2}$ nu poate provoca trecerea unui curent prin ramura $r_{\pi 2}$ g_{m2} deoarece generatorul $g_{m1}V_1$ fiind un circuit deschis, trebuie să avem

$$V_2 = -g_{m2}V_2 r_{\pi 2}$$

și, pentru coeficienți pozitivi, singura soluție a acestei ecuații este $V_2 = 0$. Prin urmare

$$R_{40} = r_{x2} + R_L = 0{,}02 + 0{,}2 = 0{,}22 \text{ k}\Omega.$$

și

$$\tau_{40} = R_{40}C_{\mu 2} = 0{,}22\,(5) = 1{,}1 \text{ ns}.$$

Suma constantelor de timp de circuit deschis este deci

$$\Sigma\, \tau_{j0} = 11{,}7 + 1{,}22 + 0{,}25 + 1{,}1 = 14{,}27 \text{ ns}.$$

Și acum, din ecuația (15.40) :

$$\omega_h \approx \frac{1}{14{,}27} = 0{,}07 \text{ Grad/s}$$

(un rezultat care este cu circa 13% mai mic decît cel obținut prin calculul mai exact efectuat în § 15.1.3).

Indicația importantă pe care o obținem din acest calcul este că factorul dominant care limitează lărgimea de bandă a acestui amplificator este constanta de timp τ_{10}. Prin urmare reducerea lui $C_{\pi 1}, r_{x1}, r_{\pi 1}$ sau R_s va contribui apreciabil la creșterea lărgimii de bandă, în timp ce reducerea oricărei alte valori de rezistență sau capacitate va aduce numai schimbări minime.

Pentru a verifica această concluzie s-au efectuat cu ajutorul calculatorului două calcule suplimentare asupra amplificatorului din fig. 15. 4, *a*. În primul, $C_{\pi 1}$ a fost redus de la 100 la 50pF iar în al doilea, $C_{\pi 2}$ a fost redus de la 100 la 50 pF. Rezultatele sînt rezumate în tabelul 15.1, împreună cu rezultatele calcului inițial efectuat pe calculator.

Tabelul 15.1

	$C_{\Pi 1}$ = 100 pF, $C_{\Pi 2}$ = 100 pF	$C_{\Pi 1}$ = 50 pF, $C_{\Pi 2}$ = 100 pF	$C_{\Pi 1}$ = 100 pF, $C_{\Pi 2}$ = 50 pF
s_d	−0,0806 ns^{-1}	−0,17 ns^{-1}	−0,0803
s_e	−0,64	−0,44	−0,67
s_f	−4,05	−4,45	−7,20
s_g	−16,5	−20,8	−17,9
ω_h	79,9 Mrad/s	159 Mrad/s	79,7 Mrad/s

Prin urmare, cînd $C_{\pi 1}$ este redus la jumătate, lărgimea de bandă aproape se dublează după cum se prevăzuse. De asemenea după cum se prevăzuse, cînd $C_{\pi 2}$ este redus la jumătate, nu se obține o îmbunătățire semnificativă a lărgimii de bandă (este chiar surprinzătoare ușoara descreștere a lărgimii de bandă).

Pentru a întări conceptul de constante de timp de circuit deschis, se recomandă cititorului să calculeze τ_0 și τ_{20} pentru etajul simplu cu emitorul comun discutat la finele §15.1.3 și să compare rezultatele cu cele obținute pentru cascodă (v. problema P.15.4).

15.2.5. O utilă verificare de calcul

Este o chestiune simplă verificarea corelației între constantele de timp de circuit deschis și frecvențele naturale. Egalînd raportul a_1/a_0 în ecuația (15.20) cu raportul primilor doi termeni ai numitorului din ecuația (15.11), cu parantezele deschise, găsim :

$$\frac{a_1}{a_0} = -\left(\frac{1}{s_d} + \frac{1}{s_e} + \frac{1}{s_f} + \frac{1}{s_g}\right). \tag{15.41}$$

Prin urmare, din ecuația (15.38), găsim :

$$-\left(\frac{1}{s_d} + \frac{1}{s_e} + \frac{1}{s_f} + \frac{1}{s_g}\right) = \sum_j \tau_{j0} \tag{15.42}$$

sau, în general

$$-\sum_j \frac{1}{s_j} = \sum \tau_{j0}. \tag{15.43}$$

Se va observa că aceasta este o expresie exactă, prin urmare poate fi folosită pentru verificarea calculelor, cu oricîte cifre semnificative dorim (v. problemele P.15.5, P.15.6, și P.15.7). În exemplul de față, pentru $C_{\pi 1} = C_{\pi 2} = 100$ pF, $-\Sigma\, 1/s_j = 14{,}3$, ceea ce este în concordanță, la precizia care se poate obține pe riglă, cu suma $\Sigma\, \tau_{j0} = 14{,}27$ așa cum s-a calculat în pag. 30.

15.2.6. Metodă de proiectare pentru mai multe etaje

Sîntem acum în situația de a schița o metodă relativ simplă pentru proiectarea amplificatoarelor cu mai multe etaje astfel încît să satisfacă anumite specificații de amplificare și bandă. Trebuie scos în evidență că metoda sugerată mai jos *nu* este unică. Sînt posibile diferite metode de proiectare și cititorului i se recomandă să exploreze alte metode sau chiar mai bine să elaboreze una proprie.

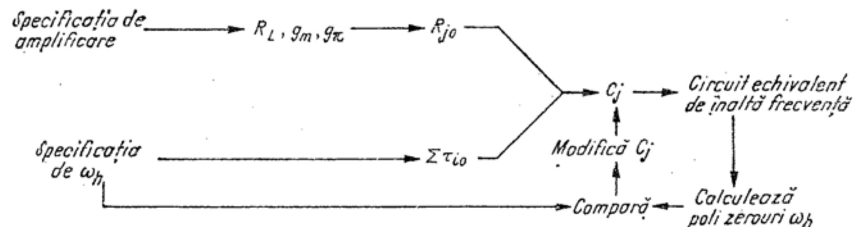
În metoda de proiectare pe care o vom urmări în acest capitol și în cel următor vom găsi mai întîi parametrii rezistivi R_L, g_m, r_π și așa mai departe,

care sînt necesari pentru ca rețeaua să satisfacă specificația de amplificare la frecvențe mijlocii. Calculăm după aceea rezistențele de circuit deschis. Din specificația frecvenței 0,707 (de tăiere) superioare, ω_h, calculăm $\Sigma\tau_{jo}$ folosind ecuația (15.40) În continuare, folosind relația:

$$\sum \tau_{jo} = \sum R_{jo} C_j \qquad (15.44)$$

putem alege un tranzistor cu valori potrivite ale lui C_π și C_μ ținînd seama de astfel de considerente cum ar fi costul relativ și disponibilitatea tranzistoarelor care satisfac aceste cerințe. Aceasta completează prima aproximație de proiectare a amplificatorului (în afară de rețelele de polarizare și de condensatoarele de cuplaj și decuplare).

În continuare, scriem ecuațiile pe noduri pentru circuitul echivalent de frecvențe mijlocii și înalte care a fost dedus mai sus, și calculăm polii și ω_h pentru funcția de transfer specificată (de exemplu pentru amplificarea de tensiune). Dacă valoarea calculată pentru ω_h este inacceptabil de îndepărtată de valoarea specificată, anumite valori ale lui C_π și C_μ (adică de fapt tranzistoare) pot fi schimbate. După cum am văzut mai sus, constantele de timp de circuit deschis constituie o îndrumare excelentă cu privire la elementele care trebuie să fie schimbate. Această metodă de proiectare este prezentată sub forma unui graf în fig. 15.6



15.6. Desfășurarea calculului în proiectarea amplificatorului cu mai multe etaje.

Metoda de proiectare pentru a obține un anumit punct de 0,707 la frecvențe joase, ω_l este asemănătoare celei schițate mai sus, în afară de faptul că se bazează pe *constantele de timp de scurtcircuit*. Vom ilustra metoda generală în paragraful următor, pe exemplul proiectării unei rețele de polarizare pentru amplificatorul cascodă. Exemple de proiectare de înaltă frecvență, pentru a obține o anumită frecvență limită superioară, ω_h se dau în capitolul 16.

15.3. PROIECTAREA DE JOASĂ FRECVENȚĂ A AMPLIFICATORULUI CASCODĂ[1]

15.3.1. Calculul valorilor rezistențelor

Pentru simplificarea prezentării, circuitul cascodă ilustrat în § 15.1.1 folosea o schemă de polarizare foarte rudimentară și nepractică. În acest paragraf discutăm proiectarea unei scheme mai practice. După cum se poate vedea din circuitul reprezentat în fig. 15.7 rețeaua de polarizare este o simplă extindere a rețelelor discutate în cap. 13. Divizorul de tensiune are acum trei rezistențe, R_{b1}, R_{b2}, și R_{b3} pentru a stabili atît valoarea tensiunii la baza tranzistorului T_2 cît și cea la baza lui T_1, de asemenea s-a adăugat un al treilea condensator C_b pentru a asigura un scurtcircuit de c.a. de la baza lui T_2 la masă.

Din punct de vedere al stabilității polarizării de c.c., acest circuit este în mod intrinsec ceva mai stabil decît circuitul comparabil pentru un singur etaj.

Curentul de bază al tranzistorului T_2 trece prin rezistența R_{b1} producînd o cădere de tensiune suplimentară care tinde să se opună oricăror schimbări ale punctului de funcționare produse de variații ale temperaturii. Totuși, deoarece curenții de bază ai celor două tranzistoare sînt comparabili și de obicei mult mai mici decît curentul prin R_{b1}, R_{b2} și R_{b3}, îmbunătățirea în stabilitate este neînsemnată. Prin urmare, rezistențele de polarizare pot fi alese folosind metodele din cap. 13, dacă ignorăm efectele celui de-al doilea tranzistor și presupunem că rezistența Thévenin pe care o vede baza lui T_1 este:

$$R_b \approx R_{b3} \,||\, (R_{b2} + R_{b1}). \qquad (15.45)$$

Pentru a fi succinți vom folosi metoda de proiectare după „manual" prezentată în § 13.4.2. pentru a alege R_{b1}, R_{b2} și R_{b3} astfel încît să dea curentul de colector dorit, de 10 mA. Alegem mai întîi o rezistență de emitor de 300 Ω pentru a asigura o cădere de tensiune de 3 V între emitor și masă. Alegem după aceea R_b aproximativ de 10 ori R_e, să zicem 5 kΩ. Dacă pentru simplitate neglijăm curentul de bază care trece prin divizorul de tensiune, atunci alegînd $V_C = 22$ V, $R_{b1} = 24$ kΩ, $R_{b2} = 6$ kΩ și $R_{b3} = 6$ kΩ. vom situa tensiunile de la bază la masă ale lui T_1 și T_2 la 3,7 și 7,4 V respectiv (pentru calcule mai exacte vezi problemele P. 15.8, P. 15.9 și P. 15.10) Să trecem acum la un aspect mai interesant al proiectării: cum să alegem valorile lui C_c, C_e și C_b pentru a obține punctul de 0,707 de frecvență joasă dorit.

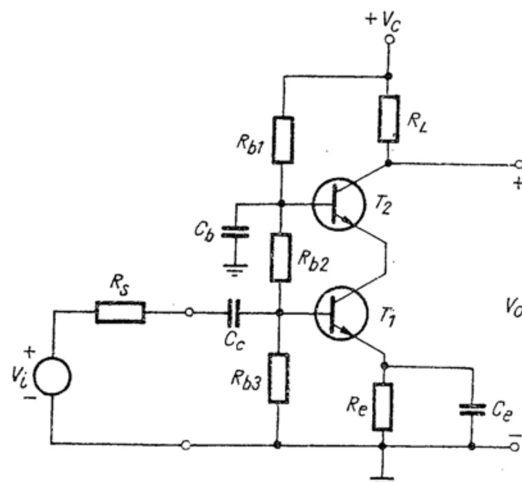
[1]) Acest paragraf poate fi parcurs după cap. 16 fără a se pierde continuitatea *(NA)*.

15.3.2. Calculul valorilor capacităţilor de cuplaj şi de decuplare

Circuitul echivalent complet de semnal mic al cascodei din fig. 15.7 ar avea 7 capacităţi în total. Totuşi dacă punctele de 0,707 la frecvenţe înalte şi joase se specifică drept

$$\omega_h = 80 \text{ Mrad/s}$$

$$\omega_l = 1\,000 \text{ rad/s}$$



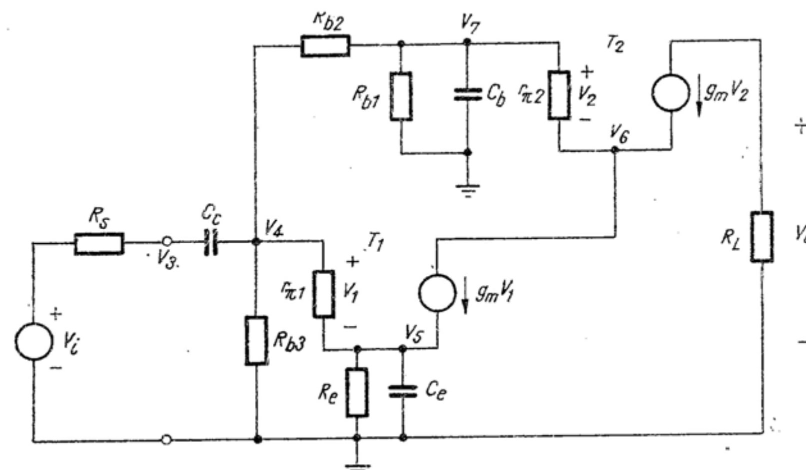
15.7. Circuit de polarizare pentru un amplificator cascodă.

avem în mod evident un domeniu larg de frecvenţe mijlocii la care amplificarea rămîne constantă. Urmează din discuţia efectuată în § 14.1.1 că trebuie să fim în stare să descompunem acest circuit echivalent de semnal mic cu 7 capacităţi în două circuite echivalente mai simple. În concret, sîntem justificaţi să desenăm un *circuit echivalent de semnal mic de joasă frecvenţă* aşa cum se arată în fig. 15.8, în care C_π şi C_μ sînt întrerupte. De asemenea putem desena un *circuit echivalent de semnal mic de înaltă frecvenţă* în care C_c, C_e şi C_b sînt scurtcircuitate. Acesta din urmă este exact circuitul echivalent de semnal mic pe care l-am utilizat în § 15.1.

Forma generală a expresiei amplificării la frecvenţe joase poate fi determinată prin observarea fig. 15.8 Se va nota că pentru simplitate am reprezentat tranzistoarele prin circuitele echivalente cu r_π şi g_m deoarece omiterea lui r_x nu modifică în mod esenţial caracterul calculului. Întrucît există trei capacităţi independente în reţea, expresia amplificării V_o/V_i are

trei poli. De asemenea, V_o/V_i este zero la frecvenţa zero datorită lui C_c şi este finit la „frecvenţe înalte" (în realitate domeniul frecvenţelor mijlocii al întregului circuit). Singura expresie care satisface tuturor acestor condiţii este:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K\, s\,(s-s_i)\,(s-s_k)}{(s-s_m)\,(s-s_n)\,(s-s_o)}. \qquad (15.46)$$



15.8. Circuit echivalent de semnal mic la joasă frecvenţă pentru amplificatorul cascodă din fig. 15.7.

Polul *cel mai înalt* al acestei expresii va determina în principal frecvenţa de tăiere joasă a amplificatorului.

Capacităţile acestui circuit echivalent de joasă frecvenţă (fig. 15.8) în mod evident interacţionează (v. § 14.3.2); prin urmare este de aşteptat ca fiecare din cei trei poli ai ecuaţiei (15.46) să fie o funcţie de toate cele trei capacităţi. Problema este deci perfect analoagă cu problema proiectării la înaltă frecvenţă discutată în § 15.1, astfel încît nu-i de loc surprinzător că în rezolvarea ei vom folosi tehnici foarte asemănătoare cu cele discutate în § 15.1 şi 15.2. În concret, vom folosi constantele de timp *de scurtcircuit* discutate în § 15.2.2 pentru a găsi valorile capacităţilor.

Deşi poate să nu apară evident în acest punct al discuţiei, zerourile în ecuaţia (15.46) vor fi întotdeauna la frecvenţe mai joase decît polul cel mai înalt şi pentru a simplifica discuţia vom presupune, oarecum arbitrar, că toate cele trei zerouri sînt la frecvenţa zero. (Vom reveni mai tîrziu

pentru a verifica această ipoteză şi pentru a o corecta dacă se va dovedi necesar). Pe această bază amplificarea de tensiune devine:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K s^3}{(s-s_m)(s-s_n)(s-s_o)} \cdot \tag{15.47}$$

Inmulţind factorii de la numitor obţinem:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K' s^3}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1}. \tag{15.48}$$

Urmărind un raţionament exact analog celui din § 15.2.1 putem deduce o expresie aproximativă pentru ω_l în funcţie de coeficienţii polinomului de la numitor:

$$\omega_l \approx \frac{a_2}{a_3} \tag{15.49}$$

(v. problema P. 15.11). Combinînd acest rezultat cu ecuaţia (15.37) obţinem:

$$\omega_l \approx \sum_j \frac{1}{\tau_{js}} \tag{15.50}$$

unde τ_{js} denotă constanta de timp a capacităţii j calculată cu toate celelalte capacităţi ale reţelei *scurtcircuitate*.

În această proiectare se cere $\omega_l = 1\,000$ rad/s; prin urmare:

$$\omega_l = 1000 = \frac{1}{\tau_{1s}} + \frac{1}{\tau_{2s}} + \frac{1}{\tau_{3s}}.$$

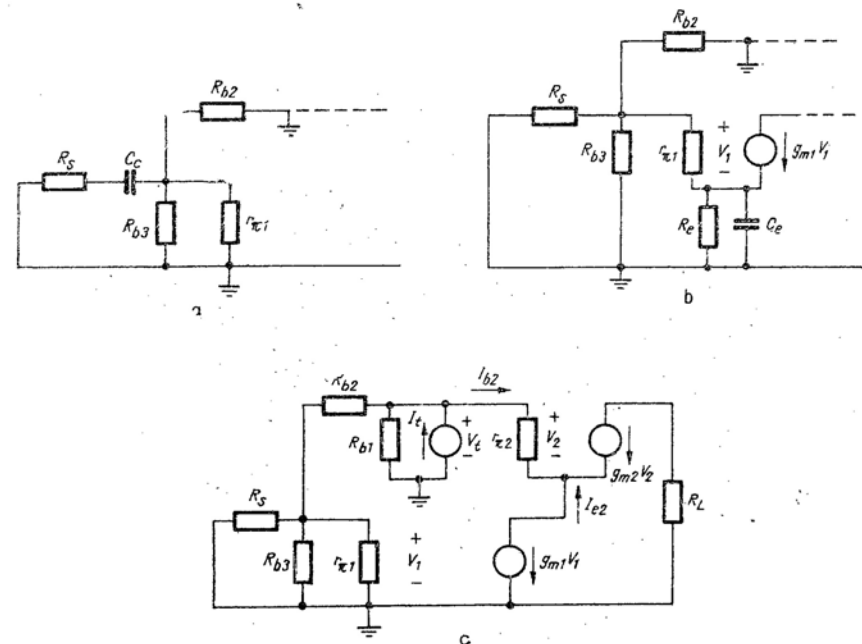
Problema de proiectare are mai puţine constrîngeri decît sînt necesare, în sensul că această ecuaţie nu specifică cele trei capacităţi într-un mod unic; prin urmare, ca primă încercare, vom alege cele trei constante de timp egale. Astfel:

$$\tau_{1s} = \tau_{2s} = \tau_{3s} = 3 \cdot 10^{-3}\ \text{s}.$$

Pe această bază se pot calcula valorile concrete ale capacităţilor.

Pentru a găsi C_c trebuie mai întîi să determinăm rezistenţa pe care o vede între bornele sale C_c cînd C_e şi C_b sînt scurtcircuitate. Reţeaua adecvată acestui calcul este arătată în fig. 15.9, *a*. Observînd circuitul,

$$R_{1s} = R_s + R_{b3} \,||\, R_{b2} \,||\, r_{\pi 1}.$$



15.9. Circuite pentru calculul rezistenţelor de scurtcircuit din fig. 15.8.

Folosind datele numerice din § 15.1.2,

$$R_{1s} = 0{,}2 + 6 \,||6||\, 0{,}25 = 0{,}43\ \text{k}\Omega.$$

Prin urmare

$$C_c = \frac{\tau_{1s}}{R_{1s}} = \frac{3}{0{,}43} = 7\ \mu\text{F}.$$

Pentru a găsi C_e, mai întîi determinăm R_{2s} scurtcircuitînd C_c şi C_b în fig. 15.8 şi obţinînd prin aceasta circuitul mai simplu arătat în fig. 15.9, *b*.

Putem găsi rezistenţa prin observarea circuitului, folosind relaţia de transformare a impedanţelor de către repetorul pe emitor :

$$R_{2s} = \frac{(R_s \,\|\, R_{b3} \,\|\, R_{b2}) + r_{\pi 1}}{\beta_o + 1} \,\Big\|\, R_e$$

$$= \frac{0{,}2 \,\|\, 6 \,\|\, 6 + 0{,}25}{101} \,\Big\|\, 0{,}3 = 4{,}3\ \Omega.$$

Prin urmare

$$C_e = \frac{\tau_{2s}}{R_{2s}} = \frac{3}{4{,}3 \times 10^{-3}} = 700\ \mu F.$$

În fig. 15.9, *c* am scurtcircuitat C_c şi C_e şi am înlocuit C_b printr-o sursă de tensiune V_t. Acum R_{3s}, adică rezistenţa pe care o vede C_b, poate fi calculată ca raportul V_t/I_t. Vom recurge la metoda generatorului echivalent de tensiune deoarece existenţa a două generatoare dependente face calculul prin simpla observare prea riscant. Din figură

$$V_1 = \frac{r_{\pi 1} \,\|\, R_{b3} \,\|\, R_s}{(r_{\pi 1} \,\|\, R_{b3} \,\|\, R_s) + R_{b2}}\, V_t$$

şi

$$I_{b2} = -(1 - \alpha_2)\, I_{e2} = (1 - \alpha_2)\, g_{m1} V_1.$$

Deci

$$I_t = \frac{V_1}{R_{i1}} + \frac{V_t}{R_{b2} + r_{\pi 1} \,\|\, R_{b3} \,\|\, R_s} + \frac{V_t (1 - \alpha_2)\, g_{m1}\, (r_{\pi 1} \,\|\, R_{b3} \,\|\, R_s)}{r_{\pi 1} \,\|\, R_{b3} \,\|\, R_s + R_{b2}}.$$

Rezistenţa paralel este

$$r_{\pi 1} \,\|\, R_{b3} \,\|\, R_s = 0{,}25 \,\|\, 6 \,\|\, 0{,}2 = 0{,}109\ \text{k}\Omega.$$

Deci

$$G_{3s} = \frac{I_t}{V_t} = \frac{1}{24} + \frac{1}{6 + 0{,}109} + \frac{(400/101)\, 0{,}109}{6 + 0{,}109} = 0{,}276\ \text{mS}$$

şi

$$C_b = \tau_{3s} G_{3s} = 3 \times 0{,}276 = 0{,}83\ \mu\text{F}.$$

Valorile de capacităţi rezultate din proiectare se împrăştie pe trei ordine de mărime. Aceasta indică probabil că proiectarea nu este optimă, fie din punct de vedere al costului, fie din punct de vedere al dimensiunilor fizice. Din fericire există un număr infinit de seturi de capacităţi care satisfac ecuaţia de proiectare

$$\omega_l = 1000 \approx \frac{1}{\tau_{1s}} + \frac{1}{\tau_{2s}} + \frac{1}{\tau_{3s}}$$

deoarece problema de proiectare are mai puţine constrîngeri decît este necesar. Acum devine clar din valorile de rezistenţe de scurtcircuit calculate mai sus că putem reduce într-o anumită măsură împrăştierea în valorile capacităţilor alegînd τ_{2s} mai mic decît τ_{1s} şi τ_{3s}. Deci o a doua încercare de proiectare rezonabilă ar putea fi

$$\tau_{2s} = 1{,}25\ \text{ms}$$

$$\tau_{1s} = \tau_{2s} = 10\ \text{ms}.$$

Combinînd aceste constante de timp cu rezistenţele de scurtcircuit corespunzătoare obţinem :

$$C_c = \frac{10}{0{,}43} = 23{,}2\ \mu\text{F}$$

$$C_e = \frac{1{,}25}{4{,}3} = 290\ \mu\text{F}$$

$$C_b = 10 \times 0{,}267 = 2{,}76\ \mu\text{F}.$$

Costul acestei soluţii va fi ceva mai scăzut decît al celei precedente (v. problema P.15.12).

15.3.3. Verificarea proiectării folosind un calculator electronic[1])

După ce am ales valorile componentelor recurgem la un calcul pe calculator pentru a verifica proiectarea. Pentru a găsi frecvenţele naturale

[1]) Cititorii care nu au acces la un calculator electronic numeric pot omite acest paragraf fără pierderea continuităţii.

ale circuitului echivalent de joasă frecvență (fig. 15.8) scriem mai întîi ecuațiile pe noduri:

$$V_iG_s = V_3(G_s + sC_c) - V_4sC_c \quad (15.51\text{ a})$$

$$0 = V_3sC_c + V_4(G_{b3} + G_{b2} + g_{\pi 1} + sC_e) - V_5g_{\pi 1} - V_7G_{b2} \quad (15.51\text{ b})$$

$$0 = -V_4(g_{\pi 1} + g_{m1}) + V_5(G_e + g_{m1} + g_{\pi 1} + sC_e) \quad (15.51\text{ c})$$

$$0 = V_4g_{m1} - V_5g_{m1} + V_6(g_{m2} + g_{\pi 2}) - V_7(g_{m2} + g_{\pi 2}) \quad (15.51\text{ d})$$

$$0 = -V_4G_{b2} - V_6g_{\pi 2} + V_7(G_{b1} + G_{b2} + g_{\pi 2} + sC_b) \quad (15.51\text{ e})$$

$$0 = V_6g_{m2} - V_7g_{m2} + V_0G_L. \quad (15.51\text{ f})$$

Este clar din circuit că la nodul V_0 nu sînt conectate elemente care să înmagazineze energie și că tensiunea V_0 nu se cuplează înapoi la restul rețelei. Prin urmare putem elimina ecuația (15.51 f) din ecuațiile pe noduri și totuși putem obține corect frecvențele naturale, (referindu-ne la determinant, coloana a 6-a conține numai un termen, G_L; prin urmare G_L este un factor constant care înmulțește minorul de cinci pe cinci Δ_{66}). Înlocuind valorile numerice calculate mai sus în aceste ecuații (unități de mS, μF, ms) obținem:

$$5V_i = (5 + s23{,}2)V_3 - s23{,}2V_4 \quad (15.52\text{ a})$$

$$0 = -s23{,}3V_3 + (4{,}34 + s23{,}2)V_4 \quad -4V_5 \quad -0.17V_7 \quad (15.52\text{ b})$$

$$0 = -404V_4 + (407{,}33 + s290)V_5 \quad (15.52\text{ c})$$

$$0 = 400V_4 \quad -400V_5 + 404V_6 \quad -404V_7 \quad (15.52\text{ d})$$

$$0 = -0.17V_4 \quad -4V_6 + (4.21 + s2{,}76)V_7. \quad (15.52\text{ e})$$

Deşi aceste ecuații reprezintă o descriere completă și corectă a rețelei, apare încă o dificultate cînd se încearcă rezolvarea determinantului rezultant prin conversia la forma cu valori proprii din ecuația (15.8). Problema constă în faptul că sînt numai trei frecvențe naturale (v. ecuația 15.46) dar avem cinci ecuații pe noduri. Exprimat altfel, determinantul ecuațiilor (15.25) nu va fi de ordinul 5 în s ci numai de ordinul 3, deoarece ecuația (15.52 d) nu conține termeni în s iar termenii în s pot fi eliminați din ecuația (15.52 a) prin substituție din ecuația (15.52 b). Programele de calcul din anexele C și D efec-

tuează automat această reducere. Folosind oricare din aceste programe obținem rădăcinile de joasă frecvență

$$s_m = -0{,}916\ \text{ms}^{-1}$$

$$s_n = -0{,}084$$

$$s_o = -0{,}0084$$

(v. problema P.15.13).

O verificare rapidă a tuturor calculelor pînă la acest punct poate fi efectuată folosind o relație similară ecuației (15.43). Putem arăta din ecuațiile (15.11) și (15.20) că:

$$\frac{a_{n-1}}{a_n} = -(s_d + s_e + s_f + s_g). \quad (15.53)$$

Prin urmare, din ecuația (15.37)

$$s_d + s_e + s_f + s_g = -\sum \frac{1}{\tau_{js}} \quad (15.54)$$

sau în general

$$-\sum_j s_j = \sum \frac{1}{\tau_{js}} \quad (15.55)$$

în acest exemplu avem

$$-\Sigma s_j = 0{,}916 + 0{,}084 + 0{,}0084 = 1{,}008\ \text{ms}^{-1}$$

ceea ce reprezintă o bună verificare deoarece $\Sigma 1/\tau_{js} = 1000$ rad/s.

Zerourile funcției de transfer pot fi găsite evaluînd rădăcinile minorului adecvat, Δ_{16}, din ecuația (15.51):

$$s_i = -0{,}0115\ \text{ms}^{-1}$$

$$s_k = -0{,}076\ \text{ms}^{-1}.$$

Funcția de transfer la joasă frecvență este deci:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{K's\,(s + 0{,}076)\,(s + 0{,}0115)}{(s + 0{,}916)\,(s + 0{,}084)\,(s + 0{,}0084)}.$$

Calculul direct al frecvenţei de 0,707, ω_l prin determinarea lui $|V_o/V_i|^2$ şi egalarea lui cu $(K')^2/2$, dă:

$$\omega_l = 0{,}92 \text{ krad/s}.$$

Acesta este un calcul simplu dacă ignorăm polul şi zerourile cele mai joase ca fiind în mod evident neimportante în acest calcul. Valoarea lui ω_l se abate cu mai puţin de 8% faţă de valoarea dorită, validînd astfel proiectarea de joasă frecvenţă efectuată (v. problema P.15.14). Mai mult, soluţia reală va folosi valorile de capacităţi standardizate şi nu valorile neobişnuite rezultate din calcul. Aceste abateri faţă de valorile rezultate din proiectare, împreună cu toleranţele relativ largi asupra valorilor condensatoarelor electrolitice vor face ca eroarea de proiectare de 8% să fie nesemnificativă.

Pentru a găsi ω_l în cazuri mai complicate, se poate obţine din ecuaţia (15.46) o relaţie aproximativă cam în acelaşi fel în care s-a făcut aceasta pentru ω_h în § 15.1.3. Rezultatul este

$$\omega_l^2 = s_m^2 + s_n^2 + s_o^2 + \ldots \qquad (15.56)$$

(v. problema P. 15.15). Dacă se amestecă şi zerouri cu polii nedominanţi, deducerea poate fi extinsă pentru a da

$$\omega_l^2 = s_m^2 + s_n^2 + s_o^2 - 2s_i^2 - 2s_k^2 \ldots \qquad (15.57)$$

(v. problema P. 15.16) Dacă un pol nedominant şi un zero sînt aproape unul de celălalt, să zicem în limitele a 20%, este cel mai bine să eliminăm perechea şi să calculăm ω_l pe baza restului polilor şi zerourilor.

BIBLIOGRAFIE

15.1. G. E. Valley şi H. Wallman, *Vacuum Tube Amplifiers*, McGraw-Hill, New York, 1949.
15.2. F. F. Kuo, *Network Analysis and Synthesis*, J. Wiley, New York, 1962.
15.3. L. E. Dickson, *New First Course in the Theory of Ecuations*, J. Wiley, New York, 1962
15.4. APL/360 *User's Manual*, Thomas J. Watson Research Center IBM, 1968.

PROBLEME

P.15.1. La frecvenţe foarte înalte, adică pentru s mare, fiecare condensator dintr-un circuit începe să semene cu un scurtcircuit. Scurtcircuitaţi condensatoarele din fig. 15. 2 şi demonstraţi că, independent de ordinea în care se efectuează scurtcircuitarea, există numai o

cale de scurtcircuit spre masă, prin urmare la frecvenţe foarte înalte funcţia de transfer V_o/V_i trebuie să se comporte ca $1/s$ (v. pag. 14).

P.15.2. Să se calculeze $|V_o/V_i|^2$ din ecuaţia (15.20) şi din aceasta să se deducă expresia aproximativă pentru ω_h dată de ecuaţia (15.21).

P.15.3. În fig. 15.5 *a* luaţi $C_{\pi 2}$ egal cu zero, aplicaţi un generator de curent de testare I_i între borne şi calculaţi tensiunea rezultantă V_t. Comparaţi cu rezultatele pentru R_{30} date în pag. 29. Comentaţi asupra simplităţii de calcul prin această metodă şi prin metoda generatorului de tensiune folosită în text.

P.15.4. Să se calculeze constantele de timp de circuit deschis pentru amplificatorul cu un singur etaj cu emitor comun discutat la finele § 15.1.3. Să se compare valorile obţinute cu valorile corespunzătoare la amplificatorul cascodă. Să se explice toate diferenţele mai mari (vezi pag. 30).

P.15.5. Să se aplice ecuaţia (15.43) calculelor asupra amplificatorului cascodă din paragrafele 15.1.3. şi 15.2.4 pentru a verifica rezultatul dat pe pagina 30).

P.15.6. Să se aplice ecuaţia 15. 43 amplificatorului cascodă modificat prezentat în tabelul 15.1 ($C_{\pi 1}=50$ pF, $C_{\pi 2}=100$ pF) verificîndu-se astfel calculele constantei de timp şi frecvenţelor naturale (vezi pag. 30).

P.15.7. (a) Să se găsească cei doi poli de înaltă frecvenţă ai amplificatorului cu un singur etaj discutat la finele § 15.1.3.

b) Să se verifice aceste calcule şi cele făcute în problema P. 15.4. folosind ecuaţia (15.43).

P.15.8. Să se calculeze tensiunile de c.c. de la bază la masă în fig. 15.7, presupunînd $R_{b1}=24$ kΩ, $R_{b2}=6$kΩ, $R_{b3}=6$kΩ, $R_e=300$Ω, $V_c=22$V, $R_L=200$Ω. Să se includă efectul curentului de bază. Parametrii tranzistorului sînt daţi în pag. 15 (v. pag. 33).

P.15.9. Să se calculeze stabilitatea punctelor de funcţionare determinate în proiectarea „după manual" a reţelei de polarizare pentru cascodă dată în § 15.3.1. Parametrii circuitului sînt daţi în problema P.15.8. Să se presupună că ambele tranzistoare sînt cu siliciu, cu β egal cu 100 la 20°C şi 160 la 125°C (v. pag. 33).

P.15.10. Să se proiecteze reţeaua de polarizare pentru amplificatorul cascodă din fig. 15.7. folosind metoda de proiectare mai complexă schiţată în § 13.5, (vezi pag. 33).

P.15.11. Să se deducă ecuaţia (15.49) din ecuaţia (15.48) (v. pag. 36).

P.15.12. Folosind drept referinţă un catalog de componente electronice cu preţuri, să se calculeze costul şi volumul total al condensatoarelor în cele două soluţii de proiectare de joasă frecvenţă discutate în § 15.3.2. Să se folosească valorile standardizate cele mai apropiate celor tabulate mai jos.

	Soluţia 1	Soluţia 2
C_c	7 μF/10 V	23 μF/10 V
C_e	700 μF/4 V	290 μF/4 V
C_b	0,83 μF/10 V	2,7 μF/10 V.

O reducere în continuare a lui τ_{2s} va reduce costul ? Să se explice.

P.15.13. Să se elimine V_3 şi V_6 din ecuaţiile (15.52) şi să se găsească după aceea cele trei frecvenţe naturale ale reţelei din determinantul 3×3 rămas. Să se compare rezultatele cu valorile lui s_m, s_n, s_0, date în text (v. pagina 41).

P.15.14. Să se completeze proiectarea capacităţilor reţelei de polarizare din §15.3.3 prin calcularea punctului de 0,707 la frecvenţe joase din valorile calculate pentru poli şi zerouri date în pagina 41. Să se compare cu rezultatele date de ecuaţiile (15.56) şi (15.57).

P.15.15. Să se deducă ecuaţia (15.56).

P.15.16. Să se deducă ecuaţia (15.57).

P.15.17. Să se estimeze timpul de creştere al amplificatorului cascodă ai cărui parametri sînt daţi în § 15.1.2.

P.15.18. Să se calculeze valoarea exactă a frecvenţei de 0,707, ω_h pentru cele două expresii de mai jos ale amplificărilor:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{(s+1)^3}$$

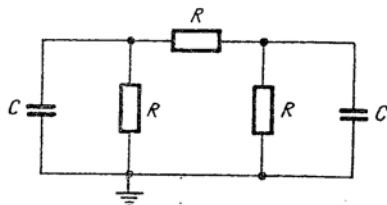
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{(s+1)(s+100)(s+100)}.$$

Să se calculeze acum valorile aproximative pentru ω_h în fiecare din cele două cazuri folosind ecuaţiile (15.17) şi (15.9). Să se tabuleze rezultatele pentru o comparaţie uşoară şi să se comenteze asupra preciziei celor două metode aproximative.

P.15.19. Să se înmulţească factorii numitorilor în fiecare din expresiile date în problema (P.15.18) şi să se determine pe această bază ω_h cu ajutorul ecuaţiei (15.22). Să se compare cu rezultatele corespunzătoare din problema P.15.18 şi să se comenteze.

P.15.20. Să se aleagă capacităţile de cuplaj şi decuplare pentru amplificatorul cu un singur etaj discutat în § 14.3.3 dar în acest caz să se folosească metoda de proiectare de joasă frecvenţă dezvoltată în § 15.3. Să se proiecteze pentru un punct de 0,707 la joasă frecvenţă de 50 Hz. Să se compare cu valorile deduse în cap. 14 şi să se estimeze costul relativ al celor două soluţii

P.15.21. Să se scrie ecuaţiile pe noduri pentru circuitul din fig. 15.10. Să se introducă coeficienţii în calculator şi să se găsească frecvenţele naturale ale circuitului. Acum să se explice fizic soluţia care se obţine.



15.10. Circuit simplu : $C = 1\ \mu F$, $R = 1\ \Omega$.

P.15.22. Pentru amplificatorul cu un singur etaj cu emitorul comun arătat în fig. 14.16 să se calculeze pe calculator frecvenţele naturale ale circuitului echivalent de semnal mic la frecvenţe înalte, presupunînd următoarele valori pentru componente: $g_m = 400$ mS, $g_\pi = 4$ mS, $C_\pi = 150$ pF, $C_\mu = 5$ pF, $r_x = 25\ \Omega$, R_{b1} şi R_{b2} foarte mari, $R_s = 300\ \Omega$, $C_c = C_e = 1\ 000 \mu F$, $R_s = 200\ \Omega$. Să se schiţeze răspunsul cu frecvenţa (modulul şi faza) al lui $V_o/V_i\ (j\omega)$ pe baza acestui calcul. Pentru simplitate să se folosească coordonate dublu logaritmice. Să se compare aceste rezultate cu cele obţinute folosind aproximaţia cu un singur pol din § 14.5.2.

P. 15.23. Să se proiecteze un amplificator cu mai multe etaje care să satisfacă următoarele specificaţii minime:

— amplificarea de tensiune la frecvenţe mijlocii (modul) = 3 000;
— frecvenţă de 0,707 superioară $f_h = 2$ MHz;
— rezistenţa R_s a generatorului de semnal = 100 Ω.

Să se ignoreze consideraţiile asupra polarizării în afară de specificarea punctului de funcţionare (V_{CE}, I_C sau V_{DS}, I_D) pentru fiecare dispozitiv activ. Să se aibă în vedere factorii economici: tranzistoarele cu f_T mai mare de 1 000 MHz sînt relativ scumpe, la fel dispozitivele avînd C_μ mai mic de 1 pF. Să se tabuleze rezultatele obţinute. Să se verifice proiectarea pe calculator.

CAPITOLUL 16

ALTE EXEMPLE DE AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

CAPITOLUL 16

ALTE EXEMPLE DE AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

16.1. Proiectarea etajelor cu emitorul comun în cascadă
16.1.1. Calculul amplificării
16.1.2. Calculul lărgimii benzii
16.1.3. Verificarea calculului
16.1.4. Considerații legate de polarizarea în c.c. a amplificatorului
16.2. Amplificator cu cuplaj prin emitor
16.2.1. Analiză preliminară
16.2.2. Proiectarea
16.2.3. Verificarea calculului cu ajutorul calculatorului
16.3. Amplificatoare cu mai multe etaje utilizînd atît tranzistoare TEC cît și tranzistoare bipolare
16.3.1. Perechea sursă comună-bază comună
16.3.2. Perechea drenă comună-bază comună
16.4. Structuri mai complicate cu mai multe etaje
Bibliografie
Probleme

16

Alte exemple de amplificatoare cu mai multe etaje

16.1. PROIECTAREA ETAJELOR CU EMITORUL COMUN ÎN CASCADĂ

În capitolul precedent am prezentat teoria și modul de proiectare a amplificatoarelor cu mai multe etaje. Pentru a ilustra acest mod de proiectare, vom da în acest capitol încă două exemple legate între ele prin noua teorie. În acest paragraf vom discuta despre amplificatoarele cu două și cu trei etaje cu emitorul comun în cascadă, iar în paragraful următor vom prezenta așa-numita pereche cuplată prin emitor.

Să încercăm a proiecta o cascadă cu etaje de amplificare cu emitorul comun care să satisfacă următoarele cerințe :

— amplificarea de tensiune : cel puțin 7000 ;

— frecvența limită superioară (corespunzătoare atenuării cu 0,707), f_h cel puțin 3 MHz ;

— rezistența sursei, R_s : 50 Ω.

Asemenea cerințe sînt imposibil de satisfăcut cu un singur etaj de amplificare (v. de exemplu calculul de la sfîrșitul § 15.1.3). Este posibil, însă, de îndeplinit aceste condiții dacă se proiectează un amplificator cu două etaje cu amplificarea per etaj de aproximativ 85 sau cu trei etaje cu amplificarea per etaj de aproximativ 19. Să schițăm mai întîi proiectarea amplificatorului cu două și cu trei etaje care să satisfacă condițiile impuse de amplificare și de bandă, lăsînd pentru moment la o parte considerațiile de polarizare.

16.1.1. Calculul amplificării

În fig. 16.1, *a* se prezintă un amplificator cu două etaje cu emitorul comun în cascadă. Circuitul elementar de polarizare este astfel ales încît ambele tranzistoare funcționează în regiunea activă; prin urmare, pentru calculul amplificării în mijlocul benzii este valabil circuitul echivalent

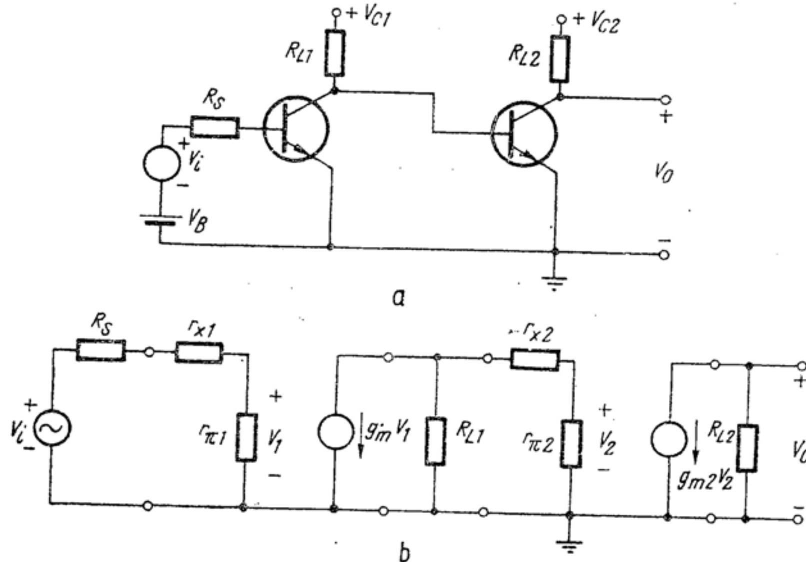


Fig. 16.1. Amplificator cu două etaje, cu emitorul comun în cascadă.

din fig. 16.1, *b*. Din examinarea acestui circuit rezultă că amplificarea de tensiune în mijlocul benzii este:

$$\frac{V_o}{V_i} = \underbrace{\left(\frac{r_{\pi 1}}{r_{\pi 1} + r_{x1} + R_s}\right)}_{\text{divizor de tensiune}} g_{m1} \underbrace{\left(\frac{R_{L1}}{R_{L1} + r_{\pi 2} + r_{x2}}\right)}_{\text{divizor de curent}} r_{\pi 2}\, g_{m2} R_{L2}. \tag{16.1}$$

Deoarece multe tranzistoare au f_T maximă pentru curenți de colector cuprinși între 10 și 20 mA să presupunem, la început, că $I_C = 10$ mA. De asemenea, deoarece multe tranzistoare au valorile lui β_0 în jur de 100 să ne bazăm proiectarea pe această valoare.

Deci

$$g_m = 0{,}4\ \text{S}$$

$$r_\pi = 250\ \Omega$$

$$r_x = 25\ \Omega \text{ (tipică pentru acest curent de colector).}$$

Ecuația (16.1) poate fi acum utilizată împreună cu amplificarea de tensiune specificată de 7000 pentru a găsi valorile pentru R_{L1} și R_{L2}:

$$\frac{100}{325}\left(\frac{R_{L1}}{275 + R_{L1}}\right) 100\, R_{L2} > 7000.$$

Există multe posibilități de a alege R_{L1} și R_{L2}, însă pentru a menține valabilitatea circuitului echivalent simplificat π-hibrid este nevoie ca $g_m R_L$ să fie mai mic decît aproximativ 100.
Deci

$$R_{L2} \leqslant 250\ \Omega.$$

Pentru a satisface amplificarea cerută cu $R_{L2} = 250\ \Omega$ trebuie ca

$$R_{L1} \geqslant 2760\ \Omega;$$

valorile finale vor fi dictate din condiția de lărgime a benzii după cum vom vedea în curînd.

Pentru proiectarea amplificatorului cu trei etaje, expresia amplificării de tensiune este similară în formă cu ecuația (16.1):

$$\frac{V_o}{V_i} = -\underbrace{\left(\frac{r_{\pi 1}}{r_{\pi 1} + r_{x1} + R_s}\right)}_{\text{divizor de tensiune}} g_{m1} \underbrace{\left(\frac{R_{L1}}{R_{L1} + r_{\pi 2} + r_{x2}}\right)}_{\text{divizor de curent}} r_{\pi 2} g_{m2} \underbrace{\left(\frac{R_{L2}}{R_{L2} + r_{\pi 3} + r_{x3}}\right)}_{\text{divizor de curent}} \times$$

$$\times\, r_{\pi 3} g_{m3} R_{L3}. \tag{16.2}$$

În această ecuație R_{L1}, R_{L2} și R_{L3} trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$\frac{100}{325}\left(\frac{R_{L1}}{275 + R_{L1}}\right) 100 \left(\frac{R_{L2}}{275 + R_{L2}}\right) 100 R_{L3} > 7000.$$

Din nou, există multe seturi de rezistoare care pot satisface această cerință și valoarea finală va fi dictată de alte considerații între care și lărgimea benzii. Pentru a simți ordinul de mărime al rezistoarelor de sarcină notăm că, dacă presupunem în mod arbitrar că $R_{L1} = R_{L2} = R_{L3}$, oricare valoare R_L mai mare decît 60 Ω va satisface condiția de amplificare. Această valoare este așa de mică încît este mai înțelept să reducem curentul de colector al primului etaj, în acest fel reducînd zgomotul tranzistorului pe socoteala amplificării. Această posibilitate va fi examinată mai tîrziu.

16.1.2. Calculul lărgimii benzii

Pentru a alege tranzistoarele care satisfac condiția de lărgime a benzii, desenăm schema echivalentă de semnal mic completă (fig. 16.2) și calculăm rezistențele în circuit deschis. Calculul este aproape identic cu

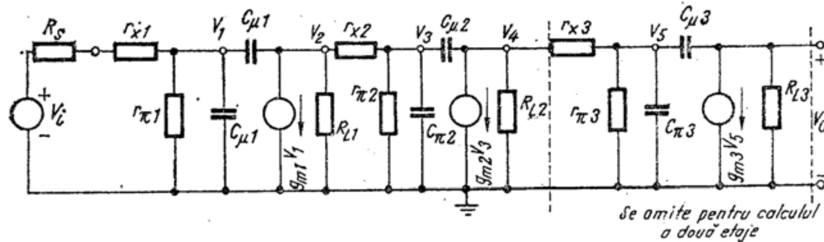


Fig. 16.2. Schema echivalentă completă de semnal mic a amplificatorului cu două și cu trei etaje cu emitorul comun în cascadă.

acela pentru etajul cu emitorul comun din fig. 15.4, *a* și de aceea nu va fi reprodus în detaliu. O mică parte a circuitului care ține de calculul lui R_{10}, rezistența în paralel [1] cu $C_{\pi 1}$ cînd toate celelalte capacități sînt în circuit deschis, este arătată în fig. 16.3, *a*. Este clar că:

$$R_{10} = r_{\pi 1} || (r_{x1} + R_s). \tag{16.3}$$

În mod similar, rezistența în paralel cu $C_{\pi 2}$, este:

$$R_{30} = r_{\pi 2} || (r_{x2} + R_{L1}) \tag{16.4}$$

și în cazul amplificatorului cu trei etaje, R_{50}, rezistența în paralel cu $C_{\pi 3}$, este:

$$R_{50} = r_{\pi 3} || (r_{x3} + R_{L2}). \tag{16.5}$$

[1] Sau între bornele capacității $C_{\pi 1}(NT)$.

Porțiunea din circuitul din fig. 16.2 necesară calculului R_{20}, rezistența în circuit deschis în paralel cu $C_{\mu 1}$, este arătată în fig. 16.3, *b*. Calculul de acest tip a fost discutat în § 15.2.4., astfel că putem modifica rezultatul pentru a corespunde acestei configurații:

$$R_{20} = R_{10} + (1 + R_{10} g_{m1}) [R_{L1} || (r_{x2} + r_{\pi 2})]. \tag{16.6}$$

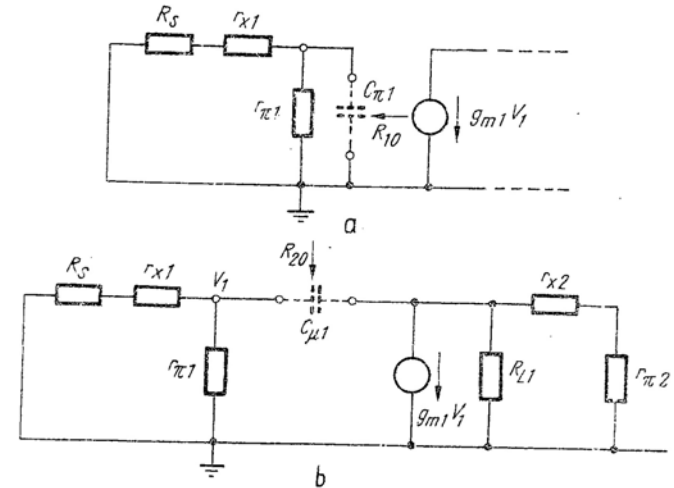


Fig. 16.3. Subcircuite pentru calculul lui R_{jo} într-un amplificator cu etaje cu emitorul comun în cascadă.

În mod similar, pentru R_{40}, rezistența în paralel cu $C_{\mu 2}$ din amplificatorul cu două etaje:

$$R_{40} = R_{30} + (1 + R_{30} g_{m2}) R_{L2}. \tag{16.7}$$

Pentru amplificatorul cu trei etaje:

$$R_{40} = R_{30} + (1 + R_{30} g_{m2}) [R_{L3} || (r_{x3} + r_{\pi 3})] \tag{16.8}$$

și

$$R_{60} = R_{50} + (1 + R_{50} g_{m3}) R_{L3}. \tag{16.9}$$

Pentru determinarea frecvenței f_T a tranzistorului, necesară în amplificatorul cu două etaje pentru a poduce lărgimea benzii cerute, substituim valorile

numerice corespunzătoare în ecuaţiile: (16.3), (16.4), (16.6) şi (16.7). Presupunînd $R_{L1} = 2{,}75\ \mathrm{k\Omega}$, $R_{L2} = 0{,}25\ \mathrm{k\Omega}$ calculaţi mai sus rezultă:

$$R_{10} = 0{,}057\ \mathrm{k\Omega}$$

$$R_{20} = 6{,}06\ \mathrm{k\Omega}$$

$$R_{30} = 0{,}23\ \mathrm{k\Omega}$$

$$R_{40} = 23{,}4\ \mathrm{k\Omega}.$$

Un tranzistor de înaltă frecvenţă bun care lucrează cu V_{CE} mai mare decît cîţiva volţi, va avea C_μ cam de 2 pF. Pentru această valoare

$$\tau_{20} = R_{20}C_{\mu 1} = 6{,}06 \cdot 2 = 12{,}1\ \mathrm{ns}$$

$$\tau_{40} = R_{40}C_{\mu 2} = 23{,}4 \cdot 2 = 46{,}8\ \mathrm{ns}.$$

Pentru a satisface cerinţa ca $f_h = 3$ MHz aflăm din ecuaţia (15.40) că:

$$\sum \tau_{jo} \approx \frac{1}{\omega_h} = \frac{1}{2\pi \cdot 0{,}003} = 53\ \mathrm{ns}.$$

Din păcate, chiar pentru cele mai mici valori ale lui R_{L1} şi R_{L2} care satisfac condiţia de amplificare cerută:

$$\tau_{20} + \tau_{40} = 59{,}9\ \mathrm{ns}.$$

Deoarece nu a mai rămas „timp" pentru τ_{10} şi τ_{30} tragem concluzia că nu este posibil de satisfăcut cerinţele de amplificare şi de lărgime a benzii impuse proiectînd un amplificator cu două etaje.

Cu tot insuccesul obţinut, calculul precedent pentru două etaje de amplificare oferă o înţelegere importantă a proiectării amplificatorului cu trei etaje. Este evidentă cauza dominantă a acestui insucces: valorile mari ale rezistenţelor R_{20} şi R_{40}. Examinarea ecuaţiilor (16.6) şi (16.7) arată că fiecare din aceste rezistenţe este dominată de un termen de forma $R_i g_m R_0$, unde R_i este combinaţia în paralel a unor rezistenţe la intrarea tranzistorului şi R_0 este combinaţia în paralel a unor rezistenţe la ieşire. Problema care apare la proiectarea amplificatorului cu două etaje este aceea că R_i, g_m şi R_0 nu pot fi reduşi fără a sacrifica din amplificare, lucru pe care nu putem să-l facem.

Pe de altă parte, în proiectarea a trei etaje de amplificare avem o amplificare suficientă, care rezultă din faptul că R_{L1}, R_{L2}, R_{L3} pot fi reduse la 60 Ω şi în acelaşi timp să satisfacem însă condiţia impusă pentru amplificare. În felul acesta putem sacrifica din amplificare pentru a mări lărgimea benzii. Este posibilă deci o proiectare reuşită care să satisfacă atît condiţia de amplificare cît şi pe cea de lărgime a benzii.

Pentru curenţii de colector în domeniul miliamperilor, zgomotul tranzistoarelor în general, scade odată cu scăderea curentului de colector [1]. Astfel, va rezulta o reducere substanţială a zgomotului tranzistorului dacă primul etaj va lucra la un curent de colector de 1 mA în loc de 10 mA. Va exista aproape sigur o amplificare suficientă a primului etaj astfel că al doilea etaj nu va introduce un zgomot important pentru amplificator. Este însă înţelept de a reduce întrucîtva curentul de colector al celui de al doilea etaj pentru a realiza o variaţie gradată a impedanţelor de la primul spre ultimul etaj. Pentru acest motiv noi alegem întrucîtva arbitrar curentul $I_{C2} = 5$ mA. Presupunînd că β_0 nu coboară pentru aceşti curenţi mici sub valoarea lui de la 10 mA, obţinem parametrii tranzistorului trecuţi în tabelul 16.1.

Tabelul 16.1

Parametrii tranzistoarelor

	T_1	T_2	T_3
I_O (mA)	1	50	10
g_m (S)	40	200	400
r_π (kΩ)	2,5	0,5	0,25
r_x (kΩ)	0,2	0,05	0,025

Acum trebuie să alegem R_{L1}, R_{L2} şi R_{L3}. Ne reamintim din discuţia precedentă că, cel puţin pentru amplificatorul cu două etaje, valorile rezistenţelor critice în calculul lărgimii benzii sînt termenii de tipul $R_i g_m R_o$. Pentru etajul de ieşire $R_o = R_{L3}$, în timp ce pentru alte etaje R_o este de forma $R_L \| (r_x + r_\pi)$. Deci, pentru a păstra cei trei termeni $R_i g_m R_o$ comparabili, R_{L3} tebuie să fie mai mică decît R_{L1} şi R_{L2}. De fapt, din cauza scăderii impedanţei de la T_1 la T_2 şi la T_3, după cum rezultă din tabelul 16.1, are sens să avem o scădere corespunzătoare pentru R_L adică,

$$R_{L1} > R_{L2} > R_{L3}.$$

[1] Vezi referinţele bibliografice [16.1] şi [16.2] (*NA*).

Utilizînd estimarea inițială a lui R_L ca punct de plecare (pag. 50) încercăm $R_{L3} = 60\ \Omega$, $R_{L2} = 120\ \Omega$, $R_{L1} = 300\ \Omega$. Amplificarea rezultantă este :

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{100}{2,75}\left(\frac{0,3}{0,3+0,55}\right)100\left(\frac{0,12}{0,12+0,275}\right)100 \cdot 0,06 = -2\,340,$$

care nu îndeplinește condiția ca $|V_o/V_i| = 7000$. Dacă însă punem

$$R_{L1} = 500\ \Omega$$

$$R_{L2} = 200\ \Omega$$

$$R_{L3} = 100\ \Omega$$

obținem o amplificare de tensiune de -7250.

Din cauza interdependenței destul de complicate între amplificare și ecuațiile constantelor de timp, nu este intuitiv evident dacă această alegere a rezistoarelor de sarcină este acceptabilă pentru proiectare. Există două căi de urmat. Putem alege un tranzistor despre care știm că este suficient de bun și apoi verificăm constantele de timp pentru a valida această presupunere. Sau, putem calcula cele șase rezistențe în circuit deschis, apoi selecta valoarea lui C_π, deci valoarea f_T a tranzistorului necesară pentru a satisface condiția de lărgime a benzii. Dacă aceste valori sînt pentru vreun motiv nesatisfăcătoare, atunci putem modifica valorile lui R_L și itera. Să urmăm a doua cale. Utilizînd ecuațiile (16.3), (16.4), (16.5), (16.6), (16.8) și (16.9) găsim :

$$R_{10} = 0,228\ \text{k}\Omega \qquad R_{20} = 2,88\ \text{k}\Omega$$

$$R_{30} = 0,262\ \text{k}\Omega \qquad R_{40} = 6,43\ \text{k}\Omega$$

$$R_{50} = 0,118\ \text{k}\Omega \qquad R_{60} = 4,92\ \text{k}\Omega.$$

(De notat că R_{20}, R_{40} și R_{60} diferă numai prin factorul 2 din cauza descreșterii valorilor R_L). Presupunînd din nou $C_\mu = 2\text{pF}$

$$\tau_{20} + \tau_{40} + \tau_{60} = 2(14,23) = 28,46\ \text{ns}$$

Deci

$$\tau_{10} + \tau_{30} + \tau_{50} = \Sigma\tau_{jo} - 28,5 = 53 - 28,5 = 24,5\ \text{ns}.$$

Pentru valori egale ale lui C_π pentru toate cele trei tranzistoare :

$$C_\pi = \frac{24,5}{0,228 + 0,262 + 0,118} = 40,3\ \text{pF}.$$

Ne amintim, însă, din cap. 12, că C_π este în mare proporțional cu curentul de colector. Astfel, o proiectare cu valori egale ale lui C_π în trei etaje necesită trei tipuri diferite de tranzistoare. Pentru a proiecta pentru un *singur* tip de tranzistor,

$$\frac{C_{\pi1}}{I_{C1}} \approx \frac{C_{\pi2}}{I_{C2}} \approx \frac{C_{\pi3}}{I_{C3}}$$

sau, în exemplul nostru

$$C_{\pi3} = 10C_{\pi1}$$

$$C_{\pi2} = 5C_{\pi1}.$$

Astfel,

$$0,228C_{\pi1} + 0,262(5C_{\pi1}) + 0,118(10C_{\pi1}) = 2,72C_{\pi1} = 24,5\ \text{ns} \quad (16.10)$$

$$C_{\pi1} = 9\ \text{pF}$$

$$C_{\pi2} = 45\ \text{pF}$$

$$C_{\pi3} = 90\ \text{pF}.$$

Pe această bază, valoarea necesară pentru f_T pentru cele trei tranzistoare este aproximativ :

$$f_T \text{ la } 10\text{mA} = \frac{400}{(90+2)2\pi} \approx 0,7\ \text{GHz} = 700\ \text{MHz}.$$

Cu tranzistoarele actuale, este posibil de a obține o asemenea valoare, deci valorile alese pentru R_L sînt acceptabile.

16.1.3. Verificarea calculului

Proiectarea aproximativă este acum terminată. Pentru a obține o lărgime a benzii mai exactă, utilizăm calculatorul pentru a găsi frecvențele naturale. Dacă rezultatele sînt inacceptabil de îndepărtate de valoarea

obţinută din proiectare, este nevoie să se facă o simplă ajustare proporţională în valorile lui C_π.

Reţeaua poate fi descrisă de şase ecuaţii pe noduri dacă combinăm pe r_{x1} şi pe R_s într-o singură rezistenţă R'_s:

$$R'_s = r_{x1} + R_s. \tag{16.11}$$

Un set corespunzător de tensiuni nod-referinţă este indicat în fig. 16.2. Pentru nodul *1* avem:

$$G'_s V_i = V_1[G'_s + g_{\pi1} + s(C_{\pi1} + C_{\mu1})] - sC_{\pi1}V_2. \tag{16.12 a}$$

Celelalte cinci ecuaţii care au rămas sînt simplu de obţinut:

$$0 = (g_{m1} - sC_{\mu1})V_1 + (g_{x2} + G_{L1} + sC_{\mu1})V_2 - g_{x2}V_3 \tag{16.12 b}$$

$$0 = -g_{x2}V_2 + [g_{x2} + g_{\pi2} + s(C_{\pi2} + C_{\mu2})]V_3 - sC_{\mu2}V_4 \tag{16.12 c}$$

$$0 = (g_{m2} - sC_{\mu2})V_3 + (g_{x3} + G_{L2} + sC_{\mu2})V_4 - g_{x3}V_5 \tag{16.12 d}$$

$$0 = -g_{x3}V_4 + [g_{x3} + g_{\pi3} + s(C_{\pi3} + C_{\mu3})\ V_5 - sC_{\mu3}V_o \tag{16.12 e}$$

$$0 = (g_{m3} - sC_{\mu3})\ V_5 + (G_{L3} + sC_{\mu3})\ V_o \tag{16.12 f}$$

Valorile numerice calculate mai sus pot fi acum introduse în aceste ecuaţii şi polii se pot obţine cu ajutorul calculatorului. Rezultatele sînt:

$$s_1 = -0{,}0251\ \text{ns}^{-1}$$

$$s_2 = -0{,}0943\ \text{ns}^{-1}$$

$$s_3 = -0{,}409\ \text{ns}^{-1}$$

$$s_4 = -9{,}55\ \text{ns}^{-1}$$

$$s_5 = -18{,}22\ \text{ns}^{-1}$$

$$s_6 = -28{,}56\ \text{ns}^{-1}$$

(Ca o verificare a erorilor matematice atît pentru calculul constantelor de timp cît şi în ecuaţiile pe noduri se constată că:

$$-\sum \frac{1}{s_j} = 53{,}05\ \text{ns}$$

$$\Sigma\tau_{jo} = 53{,}0\ \text{ns}$$

ceea ce se încadrează bine în precizia dată de rigla de calcul).

Deoarece reţeaua are o structură simplă, zerourile pot fi găsite prin examinarea fig. 16.2. Să observăm mai întîi că la frecvenţe foarte mari capacităţile $C_{\pi1}$, $C_{\pi2}$, $C_{\pi3}$ formează trei căi de şuntare la masă a semnalului, astfel că, ne aşteptăm ca funcţia de transfer V_o/V_i să scadă ca $1/s^3$. Pentru a obţine o asemenea comportare asimptotică cu şase poli, trebuie să avem trei zerouri în funcţia de transfer. La fel ca în cazul amplificatorului cu un singur etaj cu emitor comun, aceste zerouri apar din cauza compensării dintre semnalul dat de g_m şi cel dat de C_μ. În felul acesta zerourile se află toate în jumătatea din dreapta a planului:

$$s_7 = \frac{40}{2} = 20\ \text{ns}^{-1}$$

$$s_8 = \frac{200}{2} = 100\ \text{ns}^{-1}$$

$$s_9 = \frac{400}{2} = 200\ \text{ns}^{-1}.$$

Zerourile pot fi, de asemenea, găsite prin examinarea ecuaţiilor reţelei (v. problema P.16.1).

Este evident din aceste rezultate că ω_h este determinată în mod predominant de către s_1 şi s_2. Prin urmare, din ecuaţia (15.17):

$$\omega_h \approx \left(\frac{1}{0{,}025^2} + \frac{1}{0{,}094^2}\right)^{-1/2} = 0{,}0242\ \text{Grad/s}$$

$$f_h = 3{,}85\ \text{MHz}.$$

Astfel, prima noastră aproximaţie asupra calculului a obţinut un amplificator cu o frecvenţă limită superioară, corespunzătoare atenuării de 0,707 a amplificării de la frecvenţe medii, cu aproximativ 28 % mai mare

decît valoarea minimă impusă. Pentru multe aplicații această frecvență este întrutotul suficientă, deoarece parametrii tranzistorului pot să nu fie cunoscuți cu o precizie mai bună decît aceasta.

Trebuie notat, însă, că este posibil de realizat f_h cerut cu tranzistoare care au pe f_T cu aproximativ 30 % mai mic decît cel ales mai înainte. Pentru a itera calculul, la început creștem $\Sigma\tau_{jo}$ cu 28 %:

$$\Sigma\tau_{jo} = 53 \times \frac{3,85}{3,0} = 68 \text{ ns}.$$

Dacă alegem tranzistoarele cu același C_μ de mai înainte, suma constantelor de timp date de C_μ va fi tot de 28,5 ns. Deci

$$\tau_{10} + \tau_{30} + \tau_{50} = 68 - 28,5 = 39,5 \text{ ns}$$

și din ecuația (16.10)

$$C_{\pi 1} = \frac{39,5}{2,72} = 14,5 \text{ pF}$$

$$C_{\pi 2} = 73 \text{ pF}$$

$$C_{\pi 3} = 145 \text{ pF}.$$

Deci,

$$f_T \text{ la } 10 \text{ mA} = \frac{400}{(145 + 2)\,2\pi} = 0,43 \text{ GHz} = 430 \text{ MHz},$$

ceea ce reprezintă o reducere cu aproape 40 % față de valoarea calculată inițial. Refăcînd acest nou calcul cu ajutorul calculatorului găsim că:

$$s_1 = -0,0205 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_2 = -0,0654 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_3 = -0,270 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_4 = -7,82 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_5 = -15,50 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_6 = -26,21 \text{ ns}^{-1}$$

$$\omega_h \approx \left(\frac{1}{0,0205} + \frac{1}{0,065}\right)^{-1/2} = 0,0196 \text{ Grad/s}$$

$$f_h = 3,12 \text{ MHz}.$$

Pentru acest exemplu, proiectarea iterată nu are avantaje economice apreciabile față de calculul original deoarece tranzistoarele de 450 MHz au aproximativ același preț ca cele de 750 MHz. Dacă, însă, valorile lui f_T ar fi cu un factor egal cu 2 mai mare, ar putea apărea o diferență substanțială în preț.

16.1.4. Considerații legate de polarizarea în cc a amplificatorului[1]

Amplificatorul cu trei etaje cu emitorul comun poate fi polarizat legînd în cascadă trei etaje de tipul celui arătat în fig. 14.11, *a*. O mai simplă și în același timp elegantă cale de polarizare este însă, cea arătată în fig. 16.4. Trebuie notat mai întîi că tranzistoarele sînt *cuplate direct*, adică colectorul unui tranzistor este conectat direct cu baza tranzistorului următor.

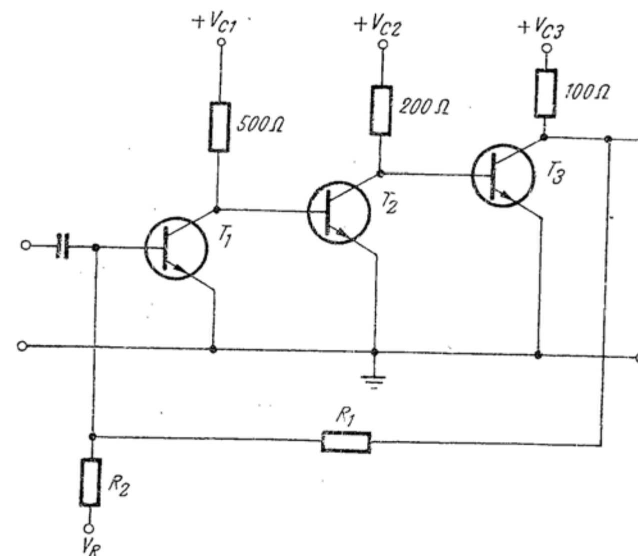


Fig. 16.4. Polarizarea în cc a amplificatorului cu trei etaje cu emitorul comun în cascadă.

O asemenea conectare este posibilă pentru tranzistoare bipolare deoarece în regiunea activă normală V_{BE} este întotdeauna mai mare decît

[1] După dorință, acest paragraf poate fi parcurs după cap. 13, care tratează reacția (NA).

valoarea minimă a lui V_{CE} corespunzătoare saturației. De exemplu, pentru un tranzistor *npn* cu siliciu, $V_{BE} \approx 0{,}6$ V în timp ce V_{CE} (sat) $\approx 0{,}2$ V. Această relație este valabilă pentru orice tranzistor bipolar deoarece tensiunea bază emitor corespunde căderii de tensiune de-a lungul unei diode polarizate direct, în timp ce tensiunea de colector la saturație este *diferența* între două căderi de tensiune pe diode polarizate direct.

Deoarece în proiectarea aceasta noi folosim tranzistoare cu siliciu, $V_{BE} \approx 0{,}6$ V. Deci

$$V_{CE1} = V_{CE2} \approx 0{,}6 \text{ V}.$$

Unul din dezavantajele unei asemenea tensiuni mici de colector este acela că C_μ pentru asemenea tranzistoare este mare, deoarece, după cum am văzut în cap. 12

$$C_\mu = K(\psi_o + |V_{CB}|)^{-1/3}$$

pentru tranzistorul difuzat (vezi, de exemplu, fig. 12.15). Dacă aceasta este o problemă serioasă, în serie cu emitoarele tranzistoarelor T_2 și T_3 se pot adăuga diode polarizate direct pentru a mări pe V_{CE1} și V_{CE2}.

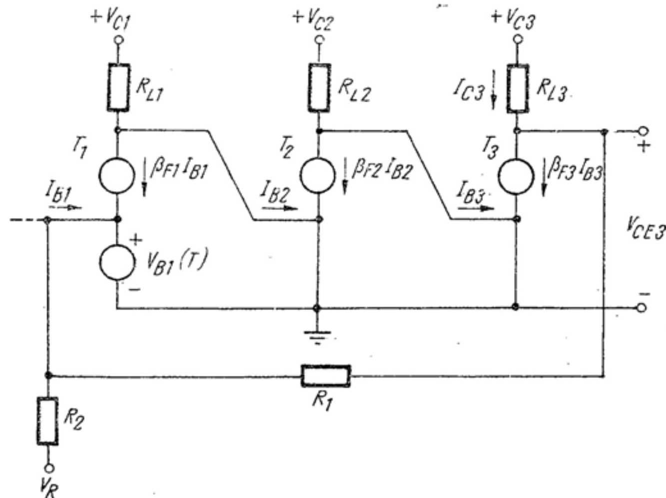


Fig. 16.5. Circuitul echivalent în variabile totale pentru circuitul din fig. 16.4.

Trebuie să fie clar din discuția făcută în cap. 13 că cuplarea directă a trei tranzistoare fără alte măsuri de precauție pentru stabilizare conduce la o funcționare complet nesatisfăcătoare. De exemplu, o variație

de numai 1 μA a lui I_{C1} va produce pentru I_{C3} o variație de aproape β_F^2μA, adică, 10 mA, o variație de 100 % a curentului de colector. Pentru a rezolva această problemă adăugăm un rezistor mare, R_1, între ieșirea și intrarea amplificatorului. Acest rezistor simte tensiunea continuă a colectorului tranzistorului T_3 și utilizează această informație pentru a controla curentul de bază al tranzistorului T_1. În acest fel, amplificatorul își poate corecta automat variațiile în punctul propriu de funcționare.

Dacă presupunem tranzistoare cu siliciu, în modelul de curent continuu două sînt elementele principale care depind de temperatură : β_F și tensiunea bază-emitor. Un circuit echivalent corespunzător în *variabile-totale* este arătat în fig. 16.5. Pentru simplificarea analizei, generatoarele $V_B(T)$ asociate tranzistoarelor T_2 și T_3 au fost omise pe considerentul că variațiile lui V_B în etajul de la intrare vor fi amplificate de toate cele trei etaje și ele vor domina în calculele de polarizare. Postulăm, de asemenea, că

$$R_1 \gg R_{L3}$$

și vom verifica această presupunere în proiectarea finală.

După cum am mai menționat, rezistorul R_1 aduce informația despre punctul de funcționare a tranzistorului T_3 înapoi la intrarea amplificatorului. În mod concret :

$$I_{B1} \approx \frac{-V_{B1}(T)}{R_1 \| R_2} + \frac{V_R}{R_2} + \frac{V_{CE3}}{R_1}. \tag{16.14}$$

Curentul de colector $\beta_{F1} I_{B1}$ poate atunci controla punctul de funcționare al tranzistorului T_3 :

$$I_{C3} = (\beta_{F1} I_{B1})\, \beta_{F2}\beta_{F3} + \frac{V_{C2}\beta_{F3}}{R_{L2}} - \frac{V_{C1}\beta_{F2}\beta_{F3}}{R_{L1}} \tag{16.15}$$

$$V_{CE3} = V_{C3} - R_{L3} I_{C3}. \tag{16.16}$$

Înlocuind relația (16.15) în (16.16) obținem :

$$V_{CE3} = V_{C3} - \beta_F^2 R_{L3} I_{B1} - V_{C2}\beta_F \frac{R_{L3}}{R_{L2}} + V_{C1}\beta_F^2 \frac{R_{L3}}{R_{L1}} \tag{16.17}$$

dacă presupunem valori identice pentru toate trei tranzistoarele. Pentru a demonstra că într-adevăr circuitul stabilizează punctele de funcționare, eliminăm pe I_{B1} între ecuațiile (16.14) și (16.17):

$$V_{CE3} \approx \frac{V_{C3} + \beta_F^3 R_{L3}\left[\dfrac{V_{B1}(T)}{R_1 \| R_2} - \dfrac{V_R}{R_2}\right] - V_{C2}\beta_F \dfrac{R_{L3}}{R_{L2}} + V_{C1}\beta_F^2 \dfrac{R_{L3}}{R_{L1}}}{1 + \dfrac{R_{L3}}{R_1}\beta_F^3}. \tag{10.18}$$

Deoarece β_F este de ordinul de mărime 100, termenul care conține β_F^3 va fi dominant la numărător. Dacă putem acum proiecta circuitul astfel ca la numitor

$$\frac{R_{L3}}{R_1}\beta_F^3 \gg 1, \tag{16.19}$$

ecuația (16.18) se reduce la:

$$V_{CE3} \approx V_{B1}(T)\left[\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right] - V_R \frac{R_1}{R_2}. \tag{16.20}$$

Ecuația (16.20) poate fi dedusă, de asemenea, și pe baza unui raționament intuitiv. Dacă tranzistoarele din fig. 16.4 au valori rezonabile pentru β_F, curentul de bază I_{B1} trebuie să fie *extrem* de mic, adică, de numai cîțiva microamperi, chiar atunci cînd rezistorul R_1 este conectat de la ieșirea amplificatorului înapoi spre intrarea lui. Astfel, într-o primă aproximație presupunem

$$I_{B1} = 0.$$

Pentru a obține aceasta, tensiunea V_{CE3} în fig. 16.5 trebuie să aibă o astfel de valoare încît tensiunea în circuit deschis a divizorului de tensiune R_1, R_2 să fie egală exact cu $V_{B1}(T)$:

$$V_{CE3}\frac{R_2}{R_1+R_2} + V_R\frac{R_1}{R_1+R_2} = V_{B1}(T). \tag{16.21}$$

Rezolvînd această ecuație pentru V_{CE3}, obținem din nou ecuația (16.20).

Din ecuația (16.20) rezultă clar că, pentru a face V_{CE3} cît mai insensibil posibil la variațiile lui $V_{B1}(T)$, tensiunea V_R trebuie să fie mare și negativă.

Presupunem, de exemplu, că dorim ca V_{CE3} să fie în jur de 5 sau 6 V. Dacă alegem

$$V_R = -10 \text{ V}$$
$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$
$$R_2 = 20 \text{ k}\Omega$$

[care satisfac condițiile specificate de ecuațiile (16.13) și (16.19)], atunci înlocuind în ecuația (16.20) obținem:

$$V_{CE3} = 0{,}6\left(\frac{30}{20}\right) + 10\left(\frac{10}{20}\right) = 5{,}9 \text{ V}$$

(v. problema P.16.2). Pentru aceste valori alese, o variație de 10 mV a lui $V_{B1}(T)$ va produce o variație numai de 15 mV pentru V_{CE3} ceea ce reprezintă o variație mai mică decît 1% a punctului de funcționare (v. problema P.16.3).

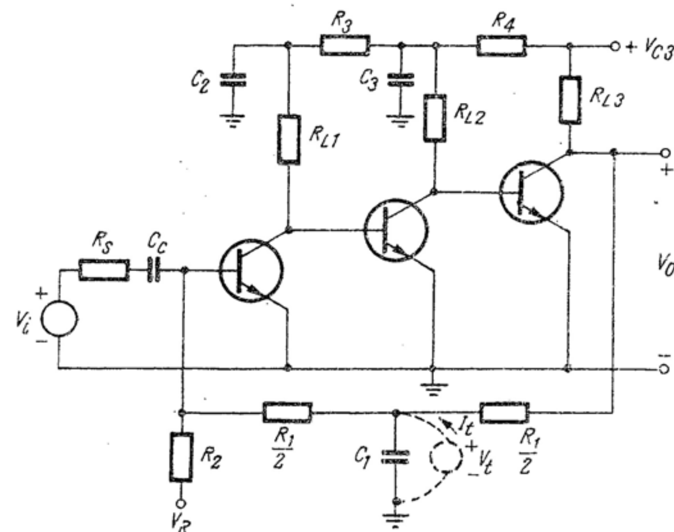


Fig. 16.6. Circuitul de polarizare complet pentru amplificatorul cu trei etaje cu emitorul comun în cascadă.

Din păcate, însă, circuitul, așa cum este el reprezentat în fig. 16.4, va suprima variațiile semnalului de intrare la fel de eficace cum suprimă variațiile în $V_{B1}(T)$. Pentru menținerea amplificării cerute de 7000 în curent alternativ, este necesar să se adauge un condensator C_1, așa cum se arată în

fig. 16.6, pentru a preveni aplicarea semnalului înapoi de la ieşire la intrare prin rezistorul R. Valoarea lui C_1, necesară pentru obţinerea răspunsului dat la frecvenţă joasă, poate fi găsită calculînd rezistenţa între bornele condensatorului C_1 cînd celelalte condensatoare de decuplare şi de cuplaj sînt *scurtcircuitate*, aşa cum s-a discutat în § 15.3.2. Valoarea acestei rezistenţe de scurtcircuit ar fi surprinzător de mică, cîteva ordine de mărime mai mică decît R_1, din cauza influenţei amplificatorului cu amplificare mare. În felul acesta, valoarea necesară pentru C_1 este uneori destul de mare.

O cale simplă de calcul a rezistenţei între bornele condensatorului C_1 este aceea de a se aplica o tensiune de testare V_t între aceste borne, aşa cum se arată cu linie punctată în fig. 16.6 şi de a se calcula variaţia rezultantă a curentului I_t. Utilizînd circuitul echivalent în g_m, r_π şi presupunînd R_s mult mai mic decît R_2 obţinem :

$$I_{b1} \approx \frac{V_t}{R_1/2}\left[\frac{R_s}{R_s + r_{\pi 1}}\right]. \qquad (16.22)$$

Deci

$$V_o \approx \frac{\beta_o^3 V_t}{R_1/2} R_{L3} \frac{R_s}{R_s + r_{\pi 1}}.$$

Putem găsi acum curentul I_t prin superpoziţie, presupunînd că R_1 este mult mai mare ca R_{L3} şi $r_{\pi 1}$:

$$I_t \approx \frac{V_t}{R_1/2} + \frac{V_t}{R_1/2} + V_t\left(\frac{2\beta_o^3 R_{L3}}{R_1}\right)\left(\frac{1}{R_1/2}\right)\frac{R_s}{R_s + r_{\pi 1}}. \qquad (16.23)$$

Prin urmare,

$$G_{1s} = \frac{I_t}{V_t} = 4G_1\left[1 + \frac{\beta_o^3 R_{L3} R_s}{R_1(R_s + r_{\pi 1})}\right]. \qquad 16.24)$$

Pentru exemplul nostru numeric, $R_{L3} = 100\ \Omega$, $R_1 = 10\ k\Omega$, $R_s = 50\ \Omega$ şi $r_{\pi 1} = 2{,}5\ k\Omega$, astfel că

$$G_{1s} = 4 \cdot 0{,}1\left[1 + \frac{10^6 \cdot 0{,}1 \cdot 50}{10(50 + 2\,500)}\right] = 80\ mS.$$

Adică, rezistenţa de scurtcircuit care apare pe C_1 este de numai 12.5 Ω. Este evident că C_1 trebuie să fie destul de mare pentru a obţine un răspuns bun la frecvenţă joasă.

Pentru un amplificator de acest tip cu amplificare mare, de obicei, e nevoie de adăugat *reţeaua de decuplare* R_3, R_4, C_2 şi C_3 arătată în fig. 16.6. Această reţea serveşte pentru două scopuri. Primul, tensiunile şi curenţii continue corespunzătoare punctelor de funcţionare pentru tranzistoarele T_1, T_2 şi T_3 pot fi obţinute de la o singură sursă de alimentare V_{C3} printr-o alegere corespunzătoare a rezistoarelor R_3 şi R_4 (v. problema P.16.4). Al doilea, cuplajul nedorit de la T_3 la T_2 şi T_1 prin R_3 şi R_4 se poate elimina făcînd condensatoarele C_2 şi C_3 să fie scurtcircuite la toate frecvenţele de interes. Dacă cuplajul ar exista între T_3 şi T_1 deoarece tensiunea V_{C3} nu provine de la o sursă ideală de impedanţă zero şi dacă C_2 şi C_3 ar fi prea mici, atunci, ar rezulta pentru amplificator performanţe nedorite şi de neprevăzut (de tipul oscilaţiilor de joasă frecvenţă). Din acest motiv C_2 şi C_3 trebuie să fie suficient de mari pentru a apărea ca scurtcircuite faţă de rezistenţele adiacente la frecvenţa limită inferioară ω_{el}.

De observat că trebuie acordată mare atenţie proiectării unui amplificator cu amplificare mare în vederea minimalizării capacităţilor parazite de cuplaj de la ieşire la intrare. Chiar o fracţiune de picofarad de capacitate parazită între aceste borne poate produce schimbări importante în răspunsul la înaltă frecvenţă al amplificatorului.

16.2. AMPLIFICATOR CU CUPLAJ PRIN EMITOR

Ca un alt exemplu, care să ilustreze modul de proiectare la frecvenţă înaltă prezentat în § 15.2, să selectăm tranzistoare corespunzătoare pentru aşa numitul amplificator *cu cuplaj prin emitor* arătat în fig. 16.7, *a*. Acest amplificator este format dintr-un etaj cu colector comun care atacă un etaj cu baza comună, astfel încît ne aşteptăm la o amplificare de curent mare împreună cu o amplificare de tensiune mai mică decît unitatea pentru primul etaj şi la o amplificare de tensiune mare împreună cu o amplificare de curent mai mică decît unitatea pentru etajul al doilea. În felul acesta, efectul capacităţii de sarcină spaţială C_μ trebuie să fie mai mic pentru ambele etaje, din aceleaşi motive ca în proiectarea montajului din § 15.1.

16.2.1. Analiza preliminară

Înainte de a începe proiectarea este nevoie să facem măcar o sumară analiză cu scopul înţelegerii funcţionării circuitului. Deoarece emitoarele ambelor tranzistoare merg la o sursă de tensiune negativă şi colectoarele merg la o sursă de tensiune pozitivă, în timp ce bazele sînt aproximativ la potenţialul masei, ne aşteptăm ca ambele tranzistoare să funcţioneze în regiunea activă normală. Prin urmare, un calcul estimativ al

performanţelor circuitului poate fi obţinut utilizînd modelul simplu cu α_F pentru tranzistor aşa cum se arată în fig. 16.7, *b*. Din motive de polarizare cele două tranzistoare sînt conectate în paralel; deci pentru tranzis-

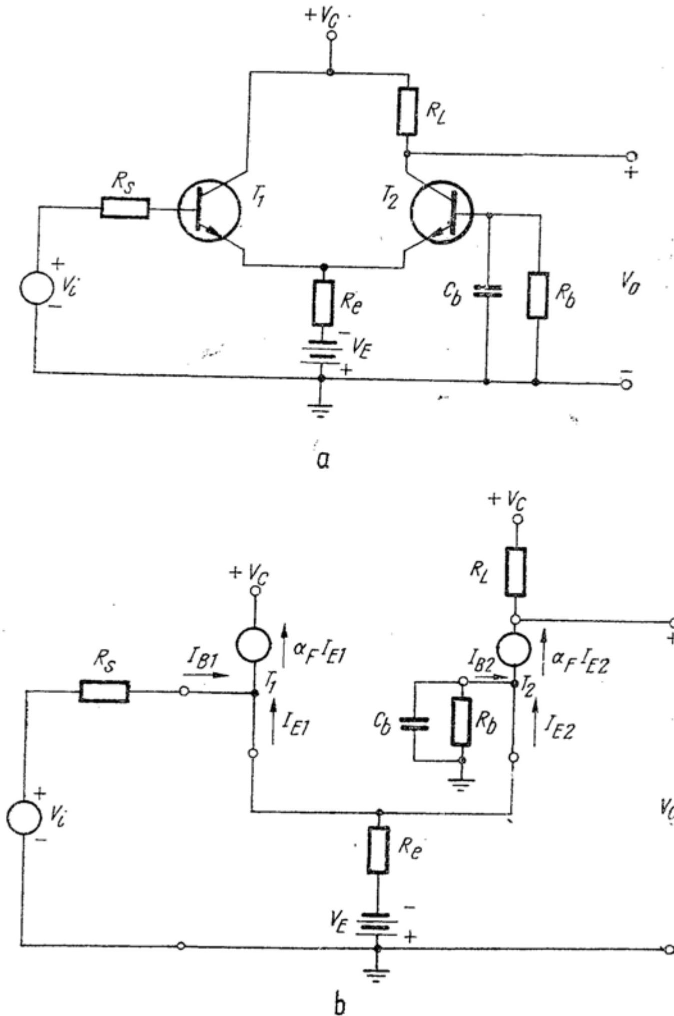


Fig. 16.7. Amplificator cu două etaje cuplate prin emitor.

toare identice curenţii de emitor I_{E1} şi I_{E2} vor fi aproximativ egali pentru $R_b = R_s$[1]. În acest caz

$$I_{E1} \approx I_{E2} \approx -\frac{V_E}{2R_e + R_s/(\beta_F + 1)} \tag{16.25}$$

(v. problema P.16.5).

La frecvenţa semnalului condensatorul de decuplare este un scurtcircuit, astfel că din punct de vedere al transmisiei semnalului amplificatorul este o cascadă colector comun-bază comună. Deoarece am utilizat un model simplu, curenţii de semnal mic pot fi calculaţi prin superpoziţie:

$$I_{b1} = \frac{V_i}{R_s}. \tag{16.26}$$

Deci

$$I_{e1} = -(\beta_{F1} + 1)\frac{V_i}{R_s}. \tag{16.27}$$

Aproape tot acest curent va curge în emitorul lui T_2 producînd un curent de colector:

$$I_{C2} = -\alpha_{F2} I_{e2} = -\frac{\alpha_{F2}(\beta_{F1} + 1)\,V_i}{R_s}. \tag{16.28}$$

Astfel, amplificarea de tensiune a cascadei este:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{I_{C2}R_L}{V_i} = \alpha_{F2}(\beta_{F1} + 1)\frac{R_L}{R_s}. \tag{16.29}$$

Un calcul întrucîtva mai exact poate fi făcut din circuitul echivalent pentru semnal mic la frecvenţe medii arătat în fig. 16.8. Amplificarea de tensiune V_4/V_i a etajului cu colectorul comun poate fi găsită din ecuaţia

[1] Dacă R nu este mult prea mare faţă de rezistenţa bazei tranzistorului (nu este arătată în modelul prea simplificat), atunci R_b şi C_b pot fi omişi, şi baza T_2 va fi pusă la masă direct, fără să debalanseze curenţii de colector.

(14.43 b) după ce „sarcina" acestui etaj s-a determinat. Sarcina este combinaţia paralel între R_e şi rezistenţa de intrare a etajului cu baza comună:

$$R_1 = R_e \left\| \frac{r_{x2} + r_{\pi 2}}{\beta_{o2} + 1} \right. . \tag{16.30}$$

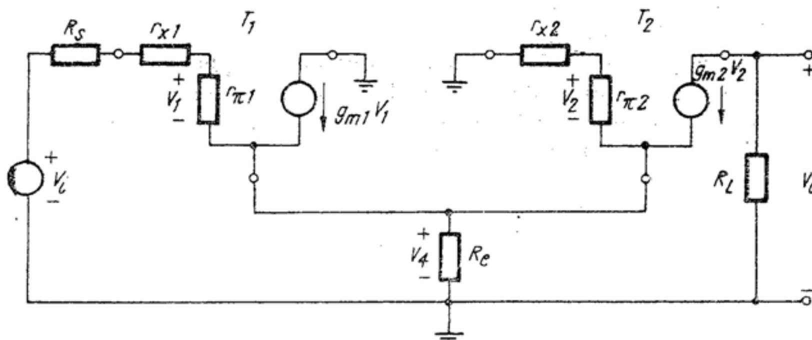


Fig. 16.8. Circuit echivalent de semnal mic pentru frecvenţe medii pentru o pereche cuplată în emitor.

Deci, din ecuaţia (11.43 b)

$$\frac{V_4}{V_i} = \frac{(\beta_{o1} + 1) R_1}{(\beta_{o1} + 1) R_1 + r_{x1} + r_{\pi 1} + R_s} . \tag{16.31}$$

Amplificarea în tensiune a etajului cu baza comună este:

$$\frac{V_o}{V_4} = g_{m2} R_L \frac{r_{\pi 2}}{r_{\pi 2} + r_{x2}} ; \tag{16.32}$$

Astfel, amplificarea totală a cascadei este:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left[\frac{(\beta_{o1} + 1) R_1}{(\beta_{o1} + 1) R_1 + r_{x1} + r_{\pi 1} + R_s} \right] \left(\frac{\beta_{o2} R_L}{r_{\pi 2} + r_{x2}} \right), \tag{16.33}$$

unde R_1 este dat de ecuaţia (16.30). În multe calcule R_e este mult mai mare ca $(r_{x2} + r_{\pi 2})/(\beta_{o2} + 1)$, în care caz sarcina dintre etaje se reduce la:

$$R_1 \approx \frac{r_{x2} + r_{\pi 2}}{\beta_{o2} + 1} . \tag{16.34}$$

Dacă presupunem acum că $\beta_{o1} = \beta_{o2}$, ecuaţia (16.33) se reduce la:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx \frac{\beta_{o2} R_L}{r_{x1} + r_{\pi 1} + r_{x2} + r_{\pi 2} + R_s} , \tag{16.35}$$

o expresie destul de compatibilă cu estimarea noastră iniţială din ecuaţia (16.29).

16.2.2. Proiectarea

Presupunem că avem de proiectat un amplificator cu cuplaj prin emitor cu o amplificare de 15 şi o lărgime a benzii de 8 MHz. Presupunem, de asemenea, că rezistenţa sursei R_s este 500 Ω şi că „alte considerente" impun un curent de colector prin fiecare tranzistor de 2 mA. Multe tranzistoare au în această regiune a curentului de colector β_o în jur de 100, astfel că vom utiliza această valoare pentru proiectarea în primă aproximaţie. Pentru $I_C = 2$ mA.

$$g_m = \frac{I_C}{kT} = \frac{2}{25} = 0{,}08\text{S} = 80 \text{ mS}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m} = \frac{100}{80} = 1{,}25 \text{ k}\Omega.$$

La acest nivel de curent r_x poate fi în jur de 150 Ω. Putem utiliza acum valoarea cerută pentru amplificare şi ecuaţia (16.35) pentru a calcula valoarea lui R_L:

$$\frac{V_o}{V_i} = 15 = \frac{100 \, R_L}{2(1{,}25 + 0{,}15) + 0{,}5}$$

$$R_L = \frac{3{,}3 \times 15}{100} = 0{,}495 \text{ k}\Omega \approx 500 \ \Omega.$$

Circuitul echivalent complet de semnal mic pentru amplificatorul cu două etaje cuplate prin emitor se prezintă în fig. 16.9, *a*. Pentru a calcula valorile lui $C_{\pi 1}$, $C_{\mu 1}$ şi $C_{\pi 2}$, $C_{\mu 2}$ necesare pentru îndeplinirea condiţiei de lărgime a benzii trebuie mai întîi să calculăm rezistenţele în circuit deschis de la bornele tuturor acestor capacităţi. Pentru a găsi rezistenţa R_{10} la bornele capacităţii $C_{\pi 1}$ cînd celelalte capacităţi sînt cir-

cuit deschis transformăm în mod corespunzător circuitul din fig. 16.9, *a* şi obţinem circuitul din fig. 16.9, *b*. Rezistenţa de intrare a celui de-al doilea tranzistor apare în acest calcul ca sarcină pentru primul; acest efect a fost reprezentat în figură printr-o rezistenţă de valoare

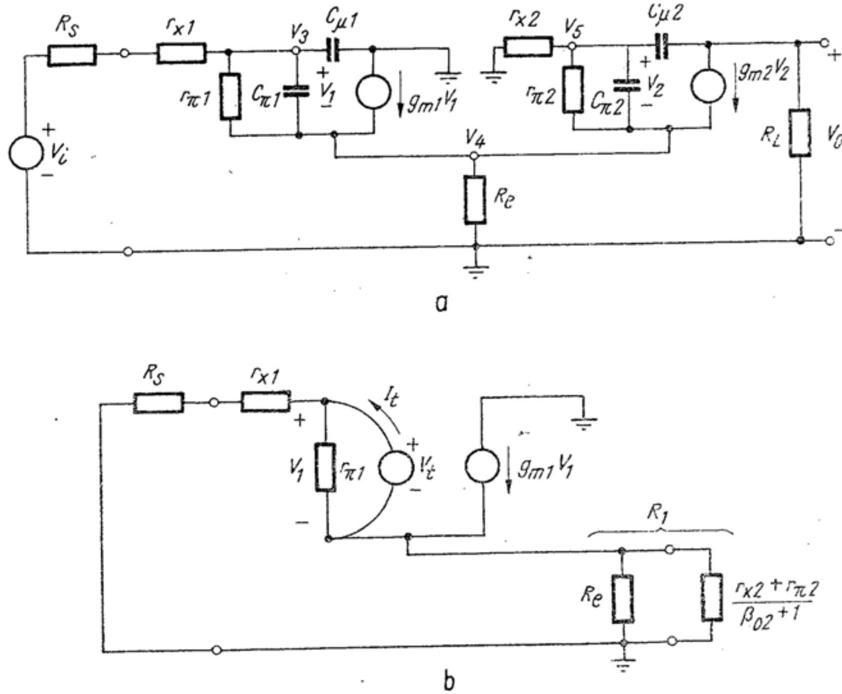


Fig. 16.9. Circuite echivalente de semnal mic pentru amplificatorul cu două etaje cuplate prin emitor:

a – Circuitul echivalent pentru frecvenţe înalte; *b* – subcircuit pentru calculul lui R_{10}.

$(r_{x2} + r_{\pi 2})/(\beta_{o2} + 1)$. Urmînd aceeaşi tehnică ca mai înainte, aplicăm o tensiune V_t la bornele condensatorului $C_{\pi 1}$ şi găsim curentul rezultant I_t. Raportul V_t/I_t este rezistenţa dorită:

$$I_t = \frac{V_t}{r_{\pi 1}} + \frac{V_t}{R_s + r_{x1} + R_1} + g_{m1} V_t \frac{R_1}{R_s + r_{x1} + R_1}, \tag{16.36}$$

unde R_1 este sarcina netă între emitor şi masă a primului tranzistor dată de ecuaţia (16.30). Termenul al treilea în ecuaţia (16.36) a fost dedus

ţinînd cont că curentul $g_{m1}V_t$ se împarte în două componente, una conţinînd pe R_1 şi alta conţinînd generatorul V_t împreună cu r_{x1} şi R_s. Din ecuaţia (16.36) rezultă direct că

$$R_{10} = \frac{V_t}{I_t} = r_{\pi 1} \left\| \frac{R_s + r_{x1} + R_1}{1 + g_{m1} R_1} \right. \tag{16.37}$$

$$\approx r_{\pi 1} \left\| \frac{R_s}{2} \right. \tag{16.38}$$

presupunînd că R_1 este aproximativ egal cu $r_{\pi 2}/\beta_{o2}$.

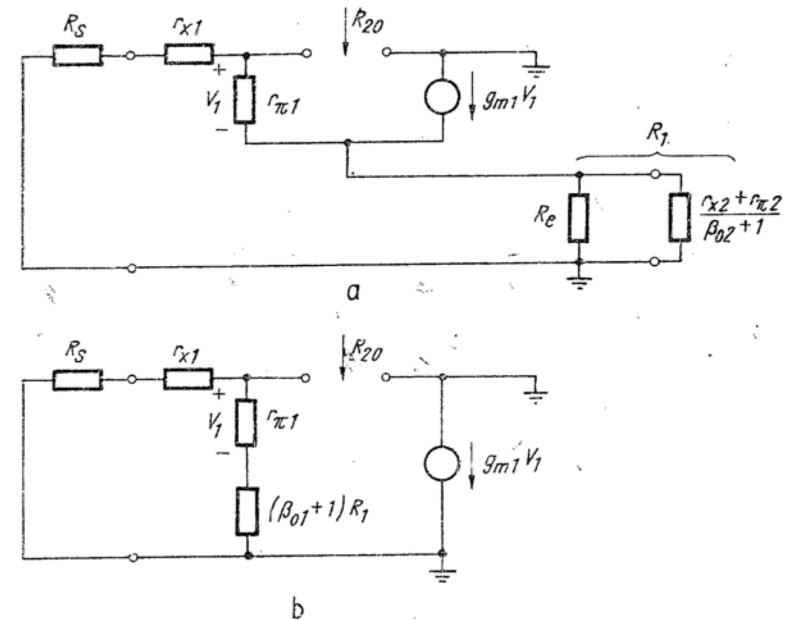


Fig. 16.10. Subcircuite pentru calculul lui R_{20}.

Pentru calculul lui R_{20}, rezistenţa în circuit deschis la bornele capacităţii $C_{\mu 1}$, utilizăm fig. 16.10, *a*. Această rezistenţă poate fi găsită prin examinarea circuitului dacă rezistenţa R_1 se transformă cu ajutorul metodei discutate în § 5.2, ecuaţia (11.42). Rezultatul este arătat în fig. 16.10, *b*.

De unde

$$R_{20} = (R_s + r_{x1}) \,\|\, [r_{\pi 1} + (\beta_{o1} + 1)\, R_1], \tag{16.39}$$

unde R_1 este dat de ecuaţia (16.30) (v. problema P.16.6).

Subcircuitul rezultat pentru calculul lui R_{30}, rezistența în circuit deschis la bornele capacității $C_{\pi 2}$ este arătat în fig. 16.11. Pentru aceste calcule singurul parametru de interes rămas de la primul tranzistor este rezistența lui de ieșire și de aceea numai pe acesta o includem în circuit. Calculul este

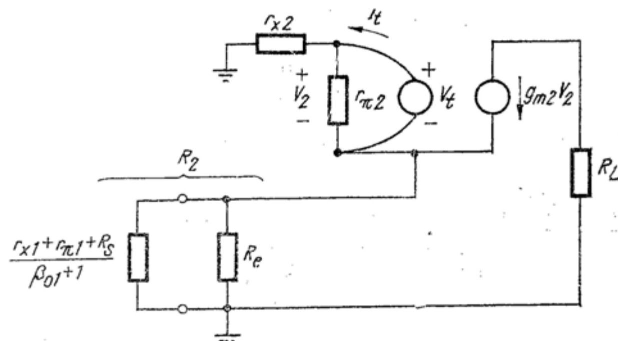


Fig. 16.11. Subcircuite pentru calculul lui R_{30}.

în principiu identic cu cel făcut pentru R_{10} și, de aceea, nu-l vom repeta în detaliu (v. problema P.16.7). Rezultatul este

$$R_{30} = r_{\pi 2} \left\| \frac{r_{x2} + R_2}{1 + g_{m2}R_2}, \right. \tag{16.40}$$

unde R_2 este rezistența netă între emitor și masă pentru tranzistorul T_2:

$$R_2 = R_e \left\| \frac{r_{x1} + r_{\pi 1} + R_s}{\beta_{o1} + 1}. \right. \tag{16.41}$$

Deși este posibil să se calculeze R_{40}, rezistența în circuit deschis la bornele lui $C_{\mu 2}$, utilizînd subcircuitul din fig. 16.12, *a* este mai ușor dacă mai întîi transformăm rezistența R_2 așa cum se arată în fig. 16.12, *b*. După aceasta R_{40} poate fi găsit printr-un mod analog cu calculul pentru un etaj obișnuit cu emitorul comun. Astfel, dacă putem

$$R_A = r_{x2} \| [r_{\pi 2} + R_2(\beta_{o2} + 1)] \tag{16.42}$$

atunci, din calculele referitoare la montajul cu emitorul comun

$$R_{40} = R_A + R_L + kg_{m2}R_AR_L. \tag{16.43}$$

Constanta k reflectă faptul că generatorul g_m este excitat numai de către tensiunea de pe $r_{\pi 2}$:

$$k = \frac{r_{\pi 2}}{r_{\pi 2} + R_2(\beta_{02}+1)}. \tag{16.44}$$

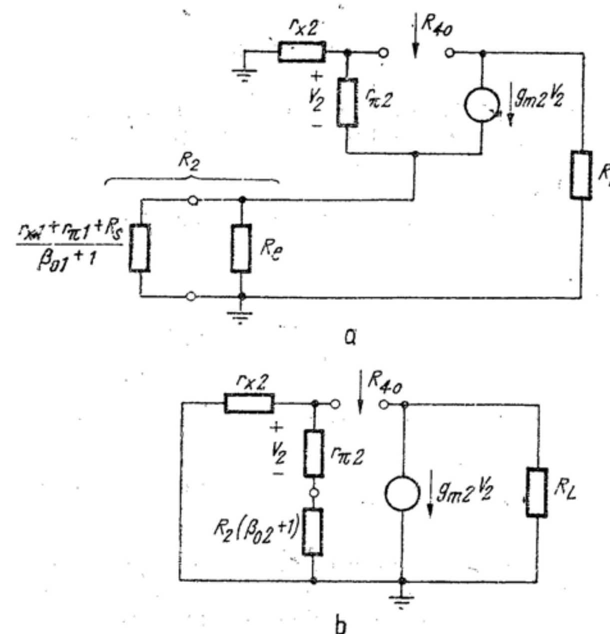


Fig. 16.12. Subcircuite pentru calculul lui R_{40}.

Substituind valorile numerice de pe pagina 69 în ecuațiile (16.37), (16.39), (16.40) și (16.43) obținem (presupunînd că $R_e = 1k\Omega$):

$$R_{10} = 0{,}252\ \text{k}\Omega \qquad R_{20} = 0{,}54\ \text{k}\Omega$$
$$R_{30} = 0{,}064\ \text{k}\Omega \qquad R_{40} = 2{,}97\ \text{k}\Omega.$$

Să încercăm să proiectăm punînd $C_{\mu 1} = C_{\mu 2} = 3$ pF:

$$\tau_{20} = 3 \cdot 0{,}54 = 1{,}62\ \text{ns}$$
$$\tau_{40} = 3 \cdot 2{,}97 = 8{,}91\ \text{ns}$$
$$\tau_{20} + \tau_{40} = \overline{10{,}53}\ \text{ns}.$$

Pentru a satisface condiția de lărgime a benzii de 8 MHz

$$\Sigma\, \tau_{jo} \approx \frac{1}{\omega_h} = \frac{1}{2\pi . 0{,}008} = 19{,}9 \text{ ns}.$$

Deci

$$\tau_{10} = \tau_{30} = 19{,}9 - 10{,}5 = 9{,}4 \text{ ns}.$$

O alegere posibilă pentru $C_{\pi 1}$ și $C_{\pi 2}$, utilă în proiectarea circuitelor integrate a căror fabricație este simplificată dacă toate tranzistoarele sînt identice, impune ca $C_{\pi 1} = C_{\pi 2}$. Atunci :

$$\tau_{10} + \tau_{30} = 9{,}4 = 0{,}252\, C_{\pi 1} + 0{,}064\, C_{\pi 1}.$$

De aceea,

$$C_{\pi 1} = C_{\pi 2} = \frac{9{,}4}{0{,}316} \approx 30 \text{ pF}.$$

În felul acesta tranzistoarele trebuie să aibă la 2 mA un f_T de

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi\,(C_\pi + C_\mu)} = \frac{80}{2\pi . 33} = 0{,}39 \text{ GHz} = 39 \text{ MHz}.$$

Trebuie notat că pentru acest amplificator cu cuplaj prin emitor constantele de timp dominante sînt τ_{10} asociat lui $C_{\pi 1}$ și τ_{40} asociat lui $C_{\pi 2}$. După cum am presupus, $C_{\mu 1}$ nu este important deoarece nu există semnal de reacție prin ea (să se compare cu un amplificator cu emitorul comun). Dacă r_{x2} ar fi fost zero, $C_{\mu 2}$ ar fi fost, de asemenea, neimportant deoarece, din nou nu ar fi existat semnal de reacție de la ieșirea la intrarea tranzistorului. Pentru r_x finit, însă, și pentru R_L mare pentru a da o amplificare de tensiune substanțială, constanta de timp asociată lui $C_{\mu 2}$ preia un rol dominant.

16.2.3. Verificarea calculului cu ajutorul calculatorului

Pentru a verifica această proiectare ne vom folosi de calculator pentru a găsi polii și zerourile funcției V_o/V_i și după aceea vom calcula frecvența adevărată corespunzătoare atenuării la 0,707. Referitor la fig. 16.9 *a*, dacă R_s și r_{x1} sînt considerate a fi un singur rezistor R'_s de valoare

$$R'_s = R_s + r_{x1},$$

atunci circuitul are patru noduri independente. Un set posibil de variabile de tensiune la noduri este acela al tensiunilor între nod și masă, adică, V_3, V_4, V_5 și V_6. Ecuațiile corespunzătoare pe noduri sînt :

$$V_i G'_s = V_3\,[G'_s + g_{\pi 1} + s(C_{\pi 1} + C_{\mu 1})] - V_4(g_{\pi 1} + sC_{\pi 1}) \qquad (16.45\text{ a})$$

$$0 = -V_3(g_{\pi 1} + g_{m1} + sC_{\pi 1}) + V_4\,[G_e + g_{\pi 1} + g_{m1} + g_{\pi 2} + g_{m2} + s\,(C_{\pi 1} + C_{\pi 2})] - V_5\,(g_{\pi 2} + g_{m2} + sC_{\pi 2}) \qquad (16.45\text{ b})$$

$$0 = -V_4\,(g_{\pi 2} + sC_{\pi 2}) + V_5\,[g_{x2} + g_{\pi 2} + s(C_{\pi 2} + C_{\mu 2})] - sC_{\mu 2} V_c \qquad (16.45\text{ c})$$

$$0 = -V_4 g_{m2} + V_5(g_{m2} - sC_{\mu 2}) + V_o(G_L + sC_{\mu 2}). \qquad (16.45\text{ d})$$

Substituind valorile numerice calculate în § 16.2.2, din ecuațiile (16.45), obținem următorul determinant (în unități milisiemens, picofarazi, nanosecunde) :

$$\Delta = \begin{vmatrix} 2{,}34 + s33 & -0{,}8 - s30 & - & 0 \\ -80{,}8 - s30 & 162{,}6 + s60 & -80{,}8 - s30 & 0 \\ 0 & -0{,}8 - s30 & 7{,}5 + s33 & -s3 \\ 0 & -80 & 80 - s3 & 2 + s3. \end{vmatrix}$$

Rezolvarea cu ajutorul calculatorului a acestui determinant dă următoarele frecvențe naturale ale rețelei:

$$s_1 = -7{,}09 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_2 = -2{,}78 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_3 = -0{,}48 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_4 = -0{,}0579 \text{ ns}^{-1}$$

(Ca o verificare a calculelor numerice pînă în acest moment,

$$-\Sigma \frac{1}{s_j} = 19{,}89 \text{ ns}$$

$$\Sigma\, \tau_{jo} = 19{,}9 \text{ ns}$$

ceea ce se încadrează bine în eroarea riglei de calcul).

Pentru a găsi zerourile funcției V_o/V_i, observăm din ecuațiile (16.45) că trebuie să găsim rădăcinile expresiei $G'_s \Delta_{14} = 0$. Evident, G'_s este pur și simplu un factor de scară în acest calcul, astfel încît, utilizăm calculatorul pentru a găsi rădăcinile ecuației $\Delta_{14} = 0$. Rădăcinile rezultante, zerourile funcției V_o/V_i, sînt :

$$s_5 = -2{,}69 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_6, s_7 = -1{,}35 \pm j2{,}04 \text{ ns}^{-1}$$

Este evident că ω_h este dominată de s_4 și s_3. Deci

$$\omega_h \approx \left(\frac{1}{0{,}058^2} + \frac{1}{0{,}48^2} \right)^{-1/2} = 0{,}0577 \text{ Grad/s}$$

$$f_h = 9{,}2 \text{ MHz},$$

ceea ce reprezintă o bună concordanță cu lărgimea impusă a benzii de 8 MHz.

16.3. AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE UTILIZÎND ATÎT TRANZISTOARE TEC CÎT ȘI TRANZISTOARE BIPOLARE

De multe ori amplificatoarele se realizează atît cu tranzistoare TEC, cît și cu tranzistoare bipolare în scopul obținerii unor avantaje folosind proprietățile specifice fiecărui dispozitiv. În acest paragraf se vor discuta pe scurt două exemple, montajul sursă comună-bază comună (cascod) și montajul drenă comună bază comună.

16.3.1. Perechea sursă comună — bază comună

Un amplificator tipic sursă comună-bază comună este arătat în fig. 16.13 *a*. Această combinație are toate avantajele circuitului cascod cu tranzistoare bipolare discutat în § 15.1 și, în plus, posedă o foarte mare impedanță de intrare. Aceste performanțe apar evidente cînd se compară circuitele echivalente de semnal mic pentru frecvențe medii și înalte din fig. 16.13,*b* și fig. 15.2. Ambele figuri sînt identice din punct de vedere topologic, cu excepția existenței lui r_x și r_π în primul etaj.

Amplificarea de tensiune la frecvențe medii poate fi obținută destul de repede prin examinarea schemei. Ne amintim că amplificarea în curent a etajului cu baza comună este ceva mai mică decît unitatea. Astfel, curentul prin R_L este aproape $g_{m1} V_{gs}$.

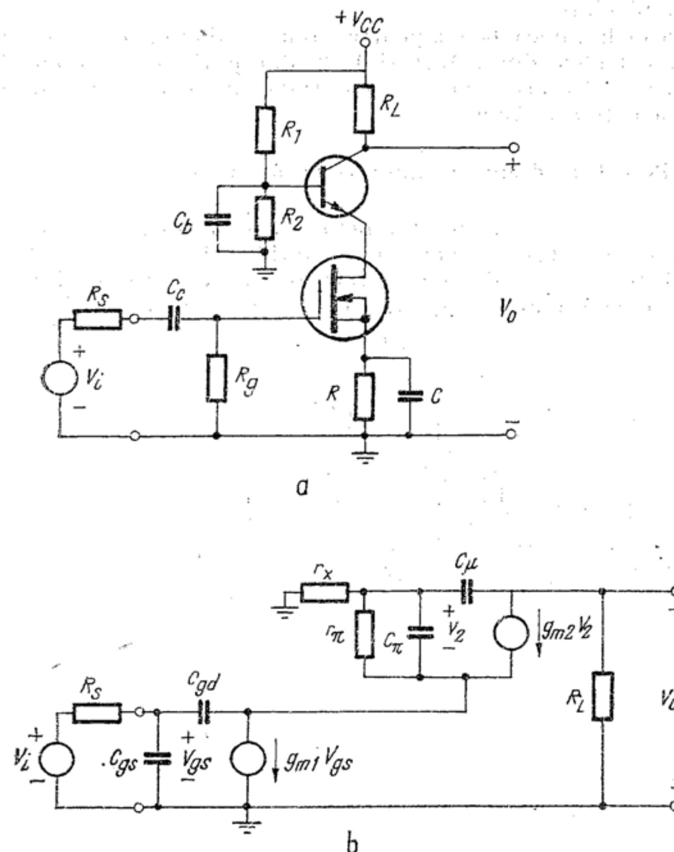


Fig. 16.13. Montaj cascod sursă comună — bază comună :
a — circuitul; *b* — circuitul echivalent de semnal mic pentru frecvențe medii în presupunerea că R_g este mult mai mare ca R_S.

Deci

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -g_{m1} R_L. \tag{16.46}$$

Deoarece pentru un TEC g_m este mai mic decît pentru un tranzistor bipolar, cu excepţia cazului cînd acesta din urmă funcţionează la curenţi sub 0,1 mA, amplificarea în tensiune a cascodei TEC — tranzistor bipolar este mai mică, pentru o valoare dată R_L, decît a circuitului care foloseşte două tranzistoare bipolare.

Calculele de lărgime a benzii pentru circuitul din fig. 16.13 sînt aproape identice cu calculele din § 15.1 şi 15.2, dar puţin mai simple deoarece $r_{\pi 1}$ şi r_{x1} lipsesc. De aceea această chestiune nu se mai examinează aici (v. problemele 16.8 şi 16.9).

16.3.2. Perechea drenă comună — bază comună

Echivalentul TEC — tranzistor bipolar a perechii cuplate prin emitor este arătat în fig. 16.14 *a*. Tensiunea continuă V_B poate fi obţinută din tensiunea V folosind un divizor de tensiune, cu condiţia ca între bază şi masă să se conecteze un condensator de decuplare corespunzător.

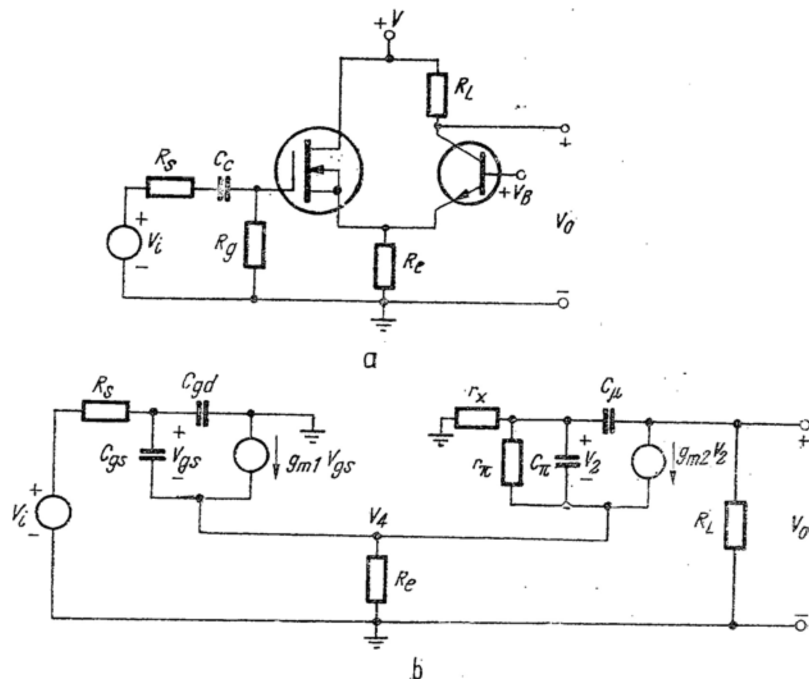


Fig. 16.14. Perechea drenă comună-bază comună :

a — circuitul; *b* — circuitul echivalent de semnal mic pentru frecvenţe medii şi înalte în presupunerea că R_g este mult mai mare ca R_S.

Dacă presupunem că R_e este mult mai mare decît rezistenţa de intrare a etajului cu baza comună, adică,

$$R_e \gg \frac{r_x + r_\pi}{\beta_o + 1} \tag{16.47}$$

atunci amplificarea de tensiune la frecvenţe medii este relativ uşor de calculat prin examinarea circuitului echivalent de semnal mic (fig. 16.14*b*). Din § 11.5.3, ecuaţia (11.48 *a*), amplificarea în tensiune a etajului cu drenă comună este :

$$\frac{V_4}{V_i} = \frac{g_{m1} R_1}{1 + g_{m1} R_1} \tag{16.48}$$

unde

$$R_1 = \frac{r_x + r_\pi}{\beta_o + 1}. \tag{16.49}$$

Amplificarea de tensiune a etajului cu baza comună este :

$$\frac{V_o}{V_4} = \frac{r_\pi}{r_x + r_\pi} g_{m2} R_L. \tag{16.50}$$

Deci

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{g_{m1} R_1}{1 + g_{m1} R_1}\right)\left(\frac{r_\pi}{r_x + r_\pi}\right) g_{m2} R_L, \tag{16.51}$$

unde R_1 este dat de ecuaţia (16.49). Deoarece R_1 este de ordinul a 10Ω şi g_{m1} este de regulă cîţiva milisiemens, amplificarea etajului cu drenă comună este substanţial mai mică decît 1, chiar mai mică decît 0,1. Deci, ecuaţia (16.51) se reduce la :

$$\frac{V_o}{V_i} \approx g_{m1} R_L, \tag{16.52}$$

aceeaşi valoare pe care am obţinut-o şi pentru cascoda cu TEC — tranzistor bipolar.

Comparaţia între circuitul echivalent pentru perechea drenă-comună-bază comună (fig. 16.14, *b*) şi circuitul echivalent corespunzător

pentru perechea cuplată prin emitor (fig. 16.9 *a*) indică faptul că aceste circuite sînt topologic identice, cu excepția inexistenței în primul a lui r_{x1} și $r_{\pi 1}$. Deci analiza și proiectarea necesară găsirii frecvenței superioare ω_h sînt identice pentru ambele circuite și nu va fi repetată aici (v. problemele P.16.10 și P.16.11).

16.4. STRUCTURI MAI COMPLICATE CU MAI MULTE ETAJE

Amplificatoarele cu mai multe etaje, de obicei, sînt mai complicate decît exemplele de amplificare cu două sau trei etaje discutate în acest capitol. Acest lucru este adevărat, în special pentru amplificatoarele în circuite integrate, deoarece costul produsului în final (între anumite limite) este independent de numărul tranzistoarelor în circuit. Din fericire, în mod frecvent, aceste circuite mai complicate pot fi descompuse în combinații simple de circuite cu mai multe etaje pe care le-am discutat deja. Aici se dau două exemple: un amplificator video de bandă largă și un amplificator operațional cu cuplaj direct.

Amplificatorul video [1] (fig. 16.15) este format dintr-o cascadă de trei perechi cuplate prin emitor cuplate împreună în fiecare caz printr-un etaj cu colectorul comun. În acest montaj perechile cuplate prin emitor sînt suficient de izolate, astfel că e mai sigur să calculăm independent frecvențele naturale ale fiecărei perechi și să presupunem că polii dominanți ai întregului circuit sînt chiar polii dominanți ai fiecărei perechi (v. problema P.16.13). De notat că amplificatorul este polarizat printr-o metodă foarte apropiată de aceea discutată în § 16.1.4, cu excepția faptului că semnalul corector vine înapoi prin rezistorul R_{15} la etajul cu baza comună în loc de a merge la etajul de intrare al amplificatorului.

Schema unui amplificator [2] operațional în formă integrată este arătată în fig. 16.16. Deoarece circuitul este proiectat se amplifice atît semnale de cc cît și de ca, etajele de intrare au o configurație echilibrată similară cu aceea discutată în § 7.4.2. Analiza și proiectarea unor asemenea circuite este prezentată în detaliu în referințele [16.5] și [16.6]. Este suficient de spus că pentru comenzi echilibrate la intrare avem nevoie să considerăm numai o jumătate din fiecare pereche echilibrată. În aceste condiții, prima parte a circuitului se reduce la o cascadă cu două etaje cu emitorul comun formate din tranzistoarele Q_4 și Q_7, urmată de un etaj de izolare cu colectorul comun Q_8.

[1] V. referința [16.3] (*NA*).
[2] V. referința [16.4] (*NA*).

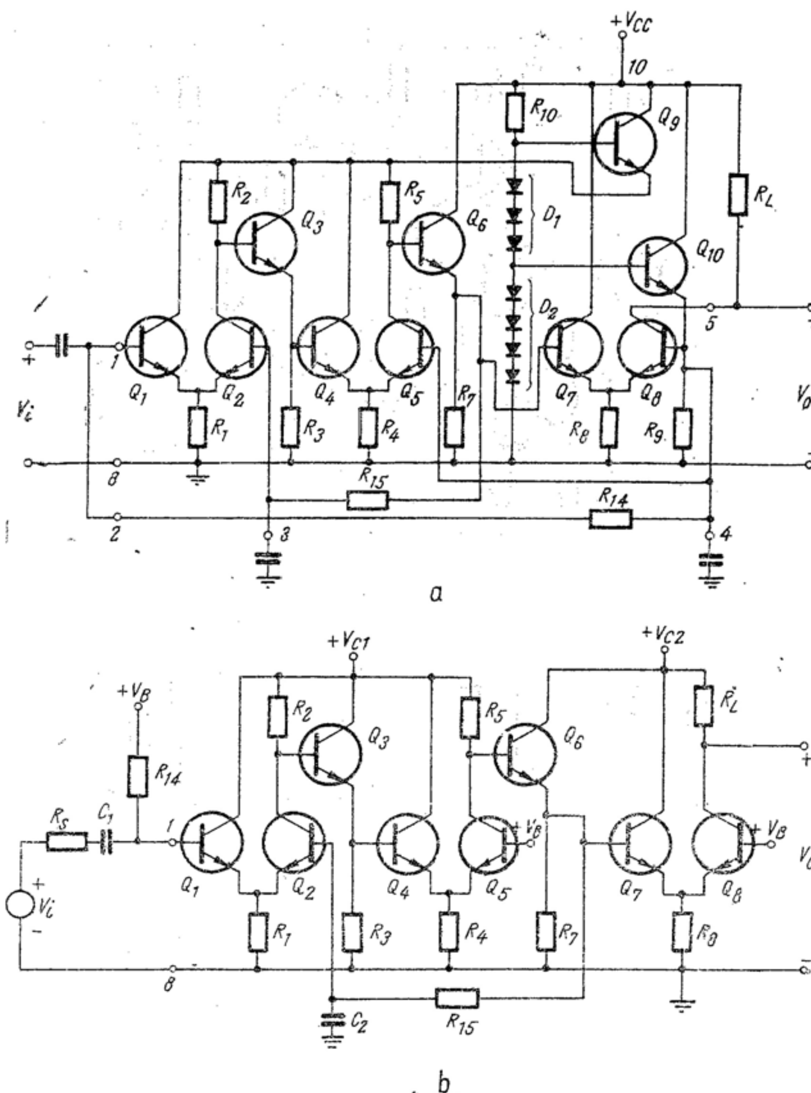


Fig. 16.15. Amplificator video în formă integrată:
a – circuitul complet; *b* – amplificatorul singur (fără sursa de alimentare).

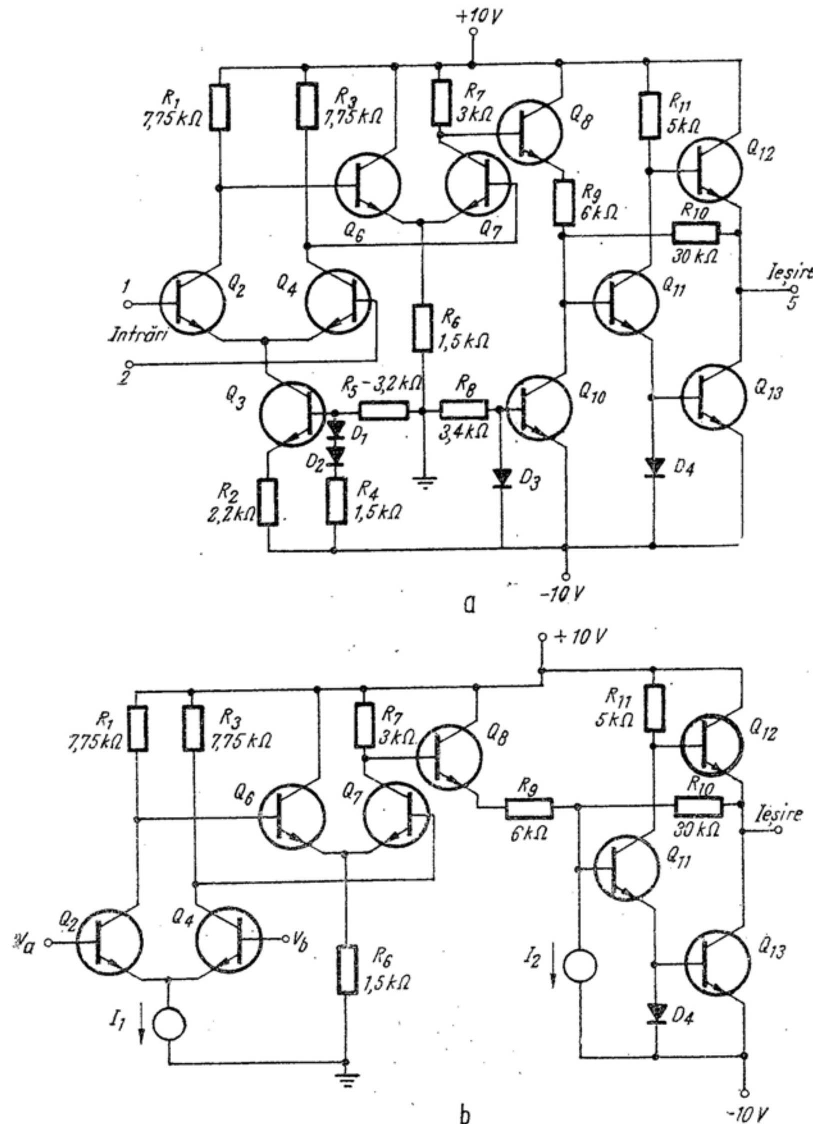


Fig. 16.16. Amplificator operațional în circuit integrat:
a – circuitul complet; b – circuitul simplificat, cu tranzistoarele care lucrează ca sursă de curent înlocuite cu generatoare de curent.

Funcționarea etajului de ieșire este dominată de circuitul de reacție R_9 și R_{10}, astfel încît, discutarea mai departe a acestui circuit este momentan nejustificată.

BIBLIOGRAFIE

16.1. R. D. Thornton ș. a. *Characteristic and Limitations of Transistors,* Wiley, New York, 1966.
16.2. J. F. Gibbons, *Semiconductor Electronics,* Mc Graw-Hill, New York, 1966.
16.3. *RCA Linear Integrated Circuits Fundamentals,* Technical Series IC-40, Radio Corporation of America, 1966.
16.4. *MC 1430 Operational Amplifier Integrated Circuits,* DS 9057 Motorola Semiconductors, Pheonix, 1966.
16.5. R. D. Thornton ș. a., *Multistage Transistor Circuits,* Wiley New-York, 1965.
16.6. A. H. Hoffait și R.D.T hornton, *Limitations of Transistor Amplifiers.* Proc. IEEE, February, 1964.
16.7. H. Camenzind, *Circuit Design for Integrated Circuits,* Addison Wesley, Reading, Mass., 1968.

PROBLEME

P.16.1. Să se arate că zerourile funcției V_t/V_i în fig. 16.2 pot fi găsite prin examinarea ecuațiilor (16.12) din momentul în care aceste ecuații sînt scrise în forma de determinant (v. pag 57).

P.16.2. Înlocuiți valorile numerice date pe pag. 63 și în § 16.1.2. în ecuația (16.18), deci, pentru acest exemplu justificați aproximațiile făcute în obținerea ecuației (16.20).

P.16.3. Să se calculeze pentru rețeaua de polarizare din fig. 16.4 $\partial V_{CE3}/\partial\beta_{F1}(T)$ și $\partial V_{CE3}/\partial V_{BI}$ ambele înainte și după ce rezistența R_1 este adăugată de la ieșire la intrare. Să se utilizeze rezultatele pentru a calcula îmbunătățirea stabilității polarizării ca urmare a adăugării lui R_1 (v. pag. 63).

P.16.4. Să se completeze calculul rețelei de polarizare pentru amplificatorul din fig. 16.6. Concret, să se calculeze valorile corespunzătoare pentru C_c, C_1, C_2, C_3, R_3 și R_4 pentru a polariza tranzistorul, așa cum se cere în § 16.1.2 și § 16.1.4 pentru a obține o frecvență inferioară, corespunzătoare nivelului 0,707, de 50 Hz. Se presupune că $V_{CE3} = 5{,}9$ V.

P.16.5. Utilizînd fig. 16.7 *b*, să se verifice ecuația (16.25) (v. pag. 67).

P.16.6. Să se aplice transformarea sugerată în § 11.5.1 de ecuațiile (11.42) figurii 16.10, *a*, deci, să se calculeze rezistența în circuit deschis la bornele lui $C_{\mu1}$ în fig. 16.9, *a*. Verificați răspunsul cu ajutorul ecuației (16.39).

P.16.7. Să se utilizeze fig. 16.11 pentru a calcula R_{30}, rezistența în circuit deschis de la bornele lui $C_{\pi2}$ în fig. 16.9, *a*. Deci să se verifice ecuația (16.40).

P.16.8. Să se selecteze tranzistoarele pentru circuitul din fig. 16. 13, *a* pentru a obține o amplificare de 100 și o frecvență superioară, corespunzătoare nivelului 0,707, de 5MHz. Se presupune $R_s = 100\,\Omega$ (v. pag. 78).

P.16.9. Utilizînd rezultatele problemei P.16.8, să se calculeze rețeaua de polarizare pentru circuitul din fig. 16.13, *a* pentru a obține frecvența inferioară, corespunzătoare nivelului 0,707, de 10 Hz.

P.16.10. Să se repete P.16.8 pentru circuitul din fig. 16.14, *a*.

P.16.11. Utilizînd rezultatele din P.16.10, să se calculeze rețeaua de polarizare pentru circuitul fig. 16.14, *a* pentru a obține frecvența inferioară, corespunzătoare punctului 0,707, de 10 Hz.

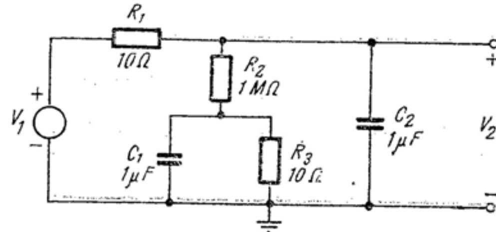


Fig. 16.17. Circuit simplu.

P.16.12. Din examinarea fig. 16.17 rezultă clar că condensatorul C_1 are un efect minor asupra funcției de transfer V_2/V_1. Pe de altă parte, există o constantă de timp în circuitul deschis asociată lui C_1 și din cap. 15, limita superioară a benzii acestui circuit trebuie să fie

$$\omega_h = \frac{1}{\Sigma_{jo}}.$$

Care din aceste afirmații contradictorii este corectă? Să se explice.

P.16.13. Să se estimeze frecvența superioară de tăiere a amplificatorului integrat din fig. 16.15, *b* presupunînd că tranzistoarele sînt similare cu 2N3564 descrise în cap. 12. Se presupune, $I_C = 2$ mA, $C_{CE} = 2$ V, $r_x = 50\ \Omega$. Fie $R_2 = R_5 = R_L = 500\ \Omega$, $R_1 = R_4 = R_5 = 250\ \Omega$ $R_s = 50\ \Omega$. Se neglijează efectele lui R_3, R_7, R_{14}, R_{15}.

P.16.14. Să se scrie ecuațiile pe noduri ale amplificatorului cu reacție arătat în fig. 19.19, *b*. Să se calculeze polii lui V_o/V_i presupunînd tranzistoare identice cu $\beta_o = 50$, $r_\pi = 250\ \Omega$, $r_x = 25\ \Omega$, $C_\pi = 50$ pF, $C_\mu = 5$ pF. Se presupune de asemenea, $R_e = 0{,}1\ \Omega$, $R_s = 1000\ \Omega$ și $R_L = 50\ \Omega$. Se presupune că R_{L1}, R_{L2} și R_{L3} sînt suficient de mari pentru a putea fi neglijate.

P.16.15. Să se găsească amplificarea de tensiune în mijlocul benzii și frecvențele naturale ale circuitului arătat în fig. 19.24, *a*. Să se utilizeze valorile elementelor date în § 19.3.2 presupunînd că R_f este foarte mare.

P.16.16. Să se găsească rezistența în circuit deschis, R_T, la bornele lui C_1 în fig. 20.5, *a*. Se presupune că $\beta_o = 50$, $r_\pi = 250\ \Omega$, $r_x = 25\ \Omega$ și R_{L1} și R_{L2} suficient de mari pentru a avea efect neglijabil asupra calculului. Se presupune, de asemenea, $R_e = 0$, $R_L = 50\ \Omega$.

P.16.17. Pentru amplificatorul cu tranzistoare din siliciu arătat în fig. 16.18.

a) Să se calculeze curenții continui de colector ai tranzistoarelor. Este acceptabil și un răspuns în limitele a 20%, așa încît *să se facă aproximații rezonabile*. Se presupune $\beta_F = 200$.

b) Să se deseneze circuitele echivalente de semnal mic pentru frecvențele mijlocii și înalte.

c) Să se explice cu ajutorul ecuațiilor corespunzătoare cum se poate găsi cu precizie de 30% frecvența superioară ω_h, la 0,707 din amplificarea de tensiune V_o/V_i. Ecuațiile trebuie să fie în funcție de parametrii circuitului echivalent în modelul (b), adică r_x, r_π și așa mai departe.

d) O rezolvare cu ajutorul calculatorului pentru acest amplificator dă pentru polii de înaltă frecvență

$$s_1 = -0{,}0035\ \text{ns}^{-1}$$

$$s_2 = -0{,}018\ \text{ns}^{-1}$$

$$s_3 = -1{,}66\ \text{ns}^{-1}$$

$$s_4 = 6{,}85\ \text{ns}^{-1}.$$

Să se estimeze ω_h.

e) Să se calculeze frecvența inferioară ω_l la nivelul 0,707.

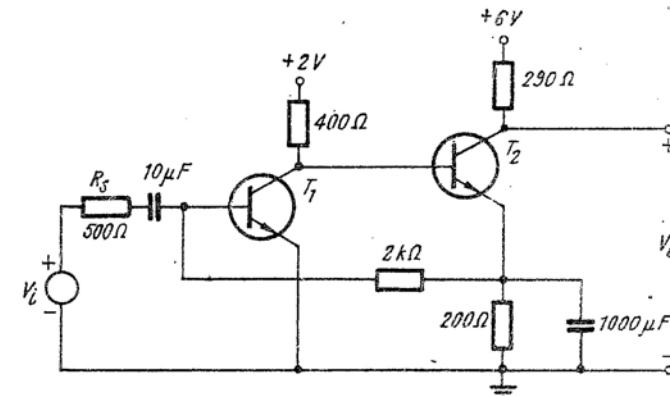


Fig. 16.18. Amplificator cu două etaje.

P.16.18. Pentru circuitul cu cuplaj prin emitor din fig. 16.15, să se arate că tensiunea continuă de repaus pe baza tranzistorului Q_4 este egală cu tensiunea continuă de repaus la intrarea tranzistorului Q_1, deci că aceste trei tranzistoare pot fi puse în cascadă pentru a forma o singură unitate. Se presupune că $R_1 = R_4$, $R_2 = 2R_1$ și V_{C1} este dublul tensiunii stabilite pe bazele tranzistoarelor Q_1 și Q_2.

P.16.19. Să se calculeze valoarea condensatorului C_b în amplificatorul cu cuplaj prin emitor din fig. 16.7, *a* necesar pentru a da amplificatorului frecvența inferioară la nivelul 0,707 de 100 Hz. Să se utilizeze valorile specificate în § 16.2.2 presupunînd că $R_e = 2$ kΩ, $R_s = 500\ \Omega$.

P.16.20. Să se calculeze un amplificator de bandă largă cu tranzistoare cu valoarea amplificării de tensiune la frecvențe medii de 3000 și cu o lărgime a benzii de 10 MHz. Mai concret, să se proiecteze un amplificator care să aibă frecvența superioară, f_h, la nivelul 0,707, cuprinsă între 10 MHz și 15 MHz. Se consideră rezistența sursei de 50 Ω și tensiunea sursei de 200 mV valoare eficace. Să se verifice f_h cu ajutorul calculatorului. Componentele utilizate trebuie să fie la nivelul performanțelor actuale. În afară de aceasta, se presupune, din motive de economie, că tranzistoarele trebuie să aibă un f_T mai mic decît 1 GHz (cît mai mic posibil) și C_μ cel puțin de 2 pF. Se presupune că r_x este aproape o zecime din r_π. Se acceptă scheme elementare de polarizare care asigură numai o stabilitate minimă a polarizării. Să nu se calculeze valorile con-

densatoarelor de cuplaj şi de decuplare. Să se adune elementele importante ale proiectării după cum urmează

1) Tabelarea tuturor valorilor etaj cu etaj.
2) Suma constantelor de timp în circuit deschis.
3) Suma inverselor polilor.
4) Circuitul complet.
5) Determinantul la frecvenţă înaltă în formă numerică dat de calculator împreună cu polii şi zerourile la frecvenţă înaltă.
6) Amplificarea la frecvenţe medii.
7) Frecvenţa superioară corespunzătoare nivelului 0,707.
8) Explicarea în referatul asupra proietării a fiecărei trepte şi a soluţiei adoptate.

CAPITOLUL 17

AMPLIFICATOARE ACORDATE CU TRANZISTOARE

CAPITOLUL 17

AMPLIFICATOARE ACORDATE CU TRANZISTOARE
17.1. **Analiza unui amplificator acordat cu un singur etaj**
17.1.1. Rezonanța unui circuit pasiv *RLC* paralel
17.1.2. Amplificator cu tranzistor cu sarcină *RLC*
17.1.3. Instabilitate
17.1.4. Aliniabilitate
17.2. **Exemplu de amplificator acordat cu un singur etaj cu emitor comun**
17.2.1. Amplificator acordat pe 455 kHz cu un singur etaj
17.2.2. Amplificator de 455 kHz cu circuit acordat la intrare și ieșire
17.2.3. Acordarea decalată
17.2.4. Amplificator acordat pe 10,7 MHz
17.3. **Exemplu de pereche acordată cu cuplaj prin emitor**
17.4. **Demonstrații experimentale la curs**
Bibliografie
Probleme

17

Amplificatoare acordate cu tranzistoare

17.1. ANALIZA UNUI AMPLIFICATOR ACORDAT CU UN SINGUR ETAJ

În capitolele precedente am prezentat analiza și proiectarea amplificatoarelor de bandă largă cu tranzistoare. În acest capitol vom examina pe scurt un tip de amplificator cu totul diferit, care este destinat să amplifice numai o bandă îngustă de frecvențe în jurul unei *frecvențe centrale* ω_o. Un astfel de *amplificator de bandă îngustă* poate fi utilizat pentru a amplifica selectiv un singur semnal, de exemplu un semnal de televiziune, pe frecvența ω_o, rejectînd celelalte semnale (sau zgomotul) de frecvențe depărtate de ω_o.

17.1.1. Rezonanța unui circuit pasiv *RLC* paralel

Întrucît proiectarea majorității amplificatoarelor de bandă îngustă se bazează pe proprietățile circuitului acordat *RLC* paralel, să revedem pe scurt unele din aceste proprietăți. În fig. 17.1 este prezentat un circuit simplu, paralel, acordat, împreună cu sursa de curent care i se aplică. Examinînd circuitul rezultă că tensiunea de ieșire este:

$$V = \frac{I_i}{G + sC + 1/sL}. \tag{17.1}$$

În expresia impedanței V/I_i, la frecvențe joase predomină termenul inductiv, în timp ce la frecvențe înalte predomină termenul capacitiv. La o anumită frecvență intermediară $s = j\omega_o$, acești termeni se reduc, iar

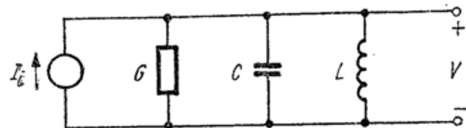


Fig. 17.1. Un circuit rezonant *RLC* paralel.

impedanța prezintă un maxim și este rezistivă. Astfel, *frecvența de rezonanță* ω_o este frecvența la care partea imaginară a impedanței V/I_i se anulează :

$$\omega_o C - \frac{1}{\omega_o L} = 0 ; \tag{17.2}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{17.3}$$

Evident, la rezonanță :

$$V = \frac{I_i}{G} = I_i R. \tag{17.4}$$

O metodă comodă pentru calculul curbei de rezonanță constă în introducerea unei schimbări de variabilă în ecuația 17.1. Concret, facem schimbarea de variabilă :

$$s' = s - j\omega_o. \tag{17.5}$$

Astfel, studiem impedanța în funcție de *deviația* față de frecvența de rezonanță ω_o. Cu această schimbare de variabilă, exprimînd — din motive de simplificare a calculului — admitanța din ecuația (17.1), obținem :

$$Y = \frac{I_i}{V} = G + j\omega_o C + s'C + \frac{1}{j\omega_o L + s'L}. \tag{17.6}$$

Dacă ω' este mult mai mic decît ω_o, putem aproxima ultimul termen din ecuația (17.6) cu primii doi termeni din dezvoltarea sa binomială. Rezultă :

$$Y \approx G + j\omega_o C + s'C + \frac{1}{j\omega_o L} + \frac{s'}{\omega_o^2 L}. \tag{17.7}$$

Înlocuind $\omega_o L$ cu valoarea dată de ecuația (17.2) și ω_o^2 cu valoarea dată de ecuația (17.3), obținem :

$$Y \approx G + 2s'C. \tag{17.8}$$

Astfel, ecuația (17.1) devine :

$$V = \frac{I_i}{G + 2s'C}. \tag{17.9}$$

Aceasta este exact expresia funcțională care caracterizează circuitul simplu *RC* paralel din fig. 17.2, *a*. În acest caz, vom deduce imediat forma generală a caracteristicii de frecvență $V(j\omega)$ a circuitului *RLC* de care ne ocupăm (v. fig. 17.1). Mărimea tensiunii de ieșire va scădea la 0,707 din valoarea sa la frecvența medie atunci cînd :

$$\omega' = \frac{G}{2C}, \tag{17.10}$$

iar pentru ω' mult mai mare decît această valoare, tensiunea va scădea la fel ca $1/\omega'$ (v. fig. 17.2,*c*). Reamintim că ω' este *deviația* de frecvență față de ω_o; deci, ambele valori ale lui ω', atît cea pozitivă cît și cea negativă sînt posibile. De aceea, există un alt punct la care tensiunea de ieșire scade la 0,707 din valoarea sa la frecvența centrală, și anume la frecvența :

$$\omega' = -\frac{G}{2C}. \tag{17.11}$$

Pentru frecvențe mult mai mici decît aceasta, tensiunea de ieșire scade din nou ca $|1/\omega'|$. Din fig. 17.2, *c* deducem că lărgimea de bandă, măsurată între punctele la care tensiunea de ieșire scade la 0,707 din valoarea sa la frecvența centrală, este :

$$\text{lărgimea de bandă} = \Delta\omega = \frac{G}{C}. \tag{17.12}$$

Reprezentările frecvențelor naturale în planul *s* pentru circuitul trece-jos din fig. 17.2,*a* și pentru circuitul trece-bandă din fig. 17.1 sînt date în fig. 17.2,*d* și, respectiv, fig. 17.2,*e* pentru a facilita compararea lor. Lega-

tura strînsă existentă între circuitele trece-jos și trece-bandă este deseori exprimată prin „transformarea de la trece-jos la trece-bandă" la care ne vom referi în cele ce urmează.

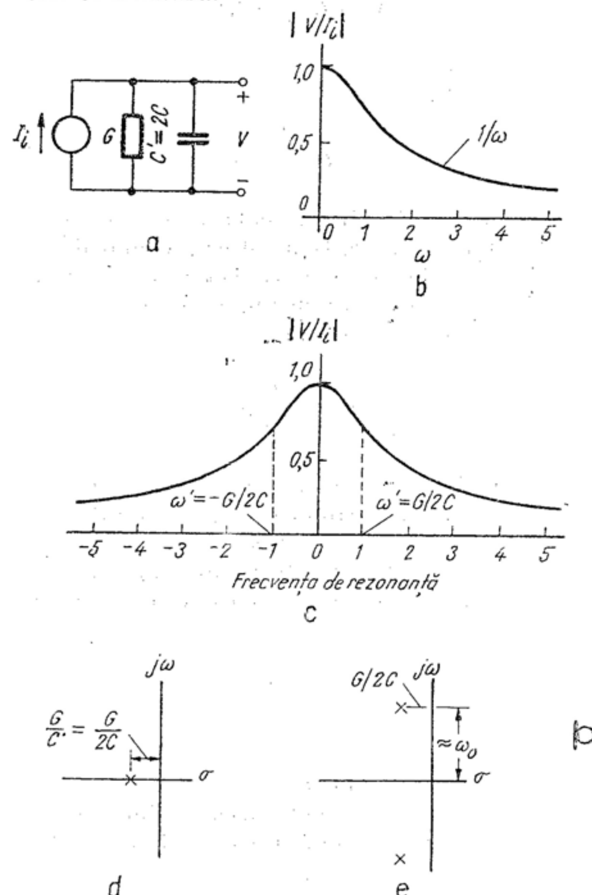


Fig. 17.2. Răspunsul unui circuit *RLC* paralel:

a – circuit *RC*; *b* – răspunsul normalizat al circuitului *RC*; *c* – răspunsul normalizat al circuitului *RLC* corespunzător; *d* – polul circuitului *RC* din *a*; *e* – polii circuitului *RLC* corespunzător.

Banda unui circuit *RLC* este deseori exprimată cu ajutorul unui parametru Q, definit astfel:

$$Q = \frac{\text{frecvența centrală}}{\text{lărgimea de bandă}} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}. \qquad (17.13)$$

Deci, pentru acest circuit, din ecuațiile (17.3), (17.12) și (17.13) deducem:

$$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{R}{\omega_0 L}. \qquad (17.14)$$

17.1.2. Amplificator cu tranzistor cu sarcină *RLC*

Să presupunem că circuitul *RLC* paralel din fig. 17.1 este utilizat ca sarcină într-un amplificator cu un singur etaj cu tranzistor, ca în fig. 17.3, *a*. Rezultă clar, din circuitul echivalent de semnal mic, că, dacă frecvența de

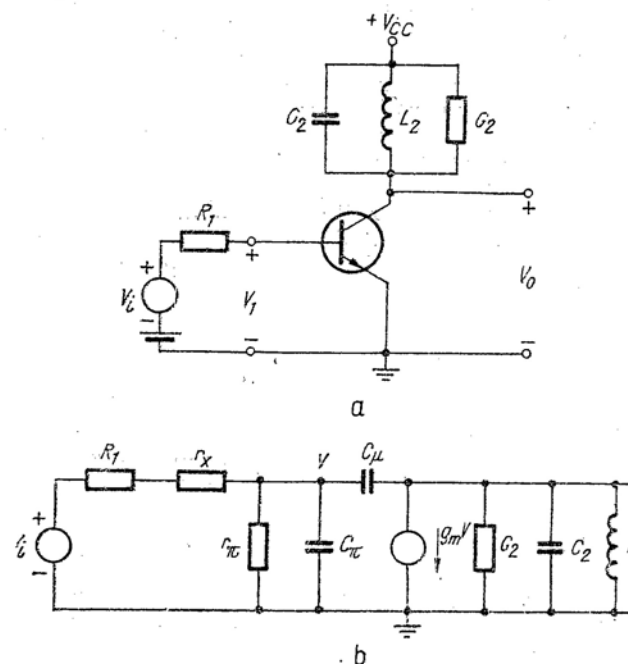


Fig. 17.3. Amplificator cu tranzistor cu un singur circuit acordat.

rezonanță a circuitului acordat este suficient de joasă, astfel încît C_π și C_μ să transporte un curent neglijabil la rezonanță, atunci caracteristica de transfer a amplificatorului V_o/V_i va avea forma generală din fig. 17.2,*c* (v. problema P.17.1). În acest caz, circuitul din fig. 17.3, *a* va funcționa la frecvențe joase ca un amplificator de bandă îngustă.

Totuşi, unele amplificatoare acordate lucrează la frecvenţe relativ mari (10—100 MHz în receptoarele de televiziune, de exemplu) în care caz nu-i mai putem neglija pe C_π şi C_μ în analiza pe care o facem. Aceste capacităţi dau naştere la două probleme importante în proiectarea amplificatoarelor de bandă îngustă. În primul rînd, frecvenţa de rezonanţă depinde acum nu numai de componentele pasive L_2 şi C_2, ci este o funcţie şi de parametrii tranzistorului (întrucîtva fără siguranţă în funcţionare). Concret, la frecvenţe mai mici decît ω_β, capacitatea totală care apare în paralel cu L este :

$$C_{total} = C_2 + C_\mu\left[1 + \frac{g_m}{g_\pi + 1/(R_1 + r_x)}\right] \qquad (17.15)$$

(v. problema P.17.2). Influenţa parametrilor tranzistorului asupra lui ω_o poate fi micşorată dacă se poate alege capacitatea C_2 cu două sau trei ordine de mărime mai mare decît C_μ.

Celălalt efect al capacităţilor C_π şi C_μ asupra comportării circuitului este mult mai important şi constă în următoarele : cînd un al doilea circuit acordat este adăugat la *intrarea* tranzistorului, prin C_μ se realizează un cuplaj bilateral între circuitele acordate de la intrare şi ieşire. Datorită acestui cuplaj, *alinierea* amplificatorului, adică ajustarea celor două circuite acordate astfel încît să rezulte o curbă de rezonanţă simetrică şi netedă, centrată pe ω_o poate fi dificilă. În unele cazuri, circuitul va deveni instabil şi va *oscila* : se va obţine un semnal de ieşire aproximativ sinusoidal, chiar dacă semnalul de intrare este zero.

17.1.3. Instabilitate

Studiul instabilităţii amplificatoarelor acordate cu emitorul comun poate fi făcut direct în funcţie de parametrii circuitului din fig. 17.3, *b*. Cu toate acestea, datorită faptului că uneori este necesar să se compare stabilitatea şi aliniabilitatea unor configuraţii diferite de amplificatoare, vom

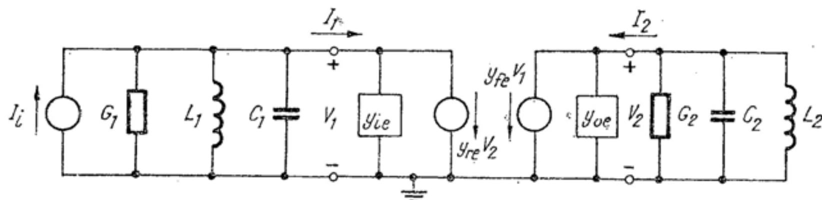


Fig. 17.4. Modelul de semnal mic, cu parametrii y, al unui amplificator cu circuit acordat la intrare şi ieşire.

începe cu o analiză generală în funcţie de parametrii y, iar mai tîrziu vom stabili legătura între parametrii y şi parametrii hibrizi ai circuitului în cauză. În acest scop, în fig. 17.4 este prezentată o reţea activă sub forma

unui cuadripol caracterizat de parametrii y, avînd cîte un circuit acordat la intrare şi ieşire. Problemele de aliniabilitate şi instabilitate într-o astfel de reţea apar datorită cuplării celor două circuite acordate prin intermediul celor două generatoare, y_{fe} în sens direct, şi y_{re} în sens invers. Consecinţele acestui cuplaj pot fi studiate în mai multe moduri. O metodă directă constă în examinarea admitanţei de intrare I_1/V_1 a cuadripolului şi sarcinii acordate, şi în analiza influenţei pe care o exercită această admitanţă asupra circuitului acordat de la intrare.

Pentru a simplifica calculele, notăm cu Y_1 şi Y_2 admitanţele proprii ale circuitelor acordate de la intrare, respectiv ieşire. Astfel,

$$Y_1 = G_1 + sC_1 + \frac{1}{sL_1}; \qquad (17.16)$$

$$Y_2 = G_2 + sC_2 + \frac{1}{sL_2}. \qquad (17.17)$$

Frecvenţele proprii de rezonanţă ale celor două circuite sînt ω_{o1} şi ω_{o2}. Admitanţa de intrare a cuadripolului avînd ca sarcină circuitul acordat se poate deduce scriind ecuaţiile la noduri pentru această porţiune de circuit :

$$I_1 = y_{ie}V_1 + y_{re}V_2; \qquad (17.18)$$

$$0 = y_{fe}V_1 + (y_{oe} + Y_2)\, V_2. \qquad (17.19)$$

Aplicînd regula lui Cramer, rezultă :

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{y_{oe} + Y_2}{y_{ie}(y_{oe} + Y_2) - y_{fe}y_{re}}. \qquad (17.20)$$

Astfel, admitanţa de intrare a acestei porţiuni de circuit este :

$$y_{in} = \frac{I_1}{V_1} = y_{ie} - \frac{y_{fe}y_{re}}{y_{oe} + Y_2}, \qquad (17.21)$$

(v. problema P.17.3). Datorită faptului că Y_2 variază foarte puternic în vecinătatea frecvenţei de rezonanţă ω_{o2} (v. fig. 17.2, *c*), este posibil ca partea reală G_{in} a admitanţei de intrare să fie negativă pentru anumite valori ale lui ω. Dacă conductanţa reţelei $G_{in} + G_1$, la bornele circuitului acordat de la intrare, este *nulă* la frecvenţa de rezonanţă ω_{o1} a circuitului LC de la intrare, sistemul va oscila. Din punct de vedere al reprezentării

în planul s, circuitul are în aceste condiții o pereche de frecvențe naturale conjugate pe axa j, și anume la $\pm j\omega_{01}$, deci este instabil. Pentru cazul cînd $G_{in}+G_1$ este negativ, la anumite valori ale lui ω, funcția de transfer a circuitului are poli în semiplanul drept, iar în răspuns precumpănesc semnale exponențiale crescătoare.

Pentru a ilustra noțiunea de conductanță de intrare nulă sau negativă, vom examina admitanța de intrare a amplificatorului acordat din fig. 17.3. Vom exprima mai întîi y_{ie} și y_{re} în funcție de parametrii hibrizi, considerînd amplificatorul izolat (v. problema P.17.4). Parametrul direct y_{fe} poate fi calculat utilizînd circuitul din fig. 17.5, *a*. Se observă că tensiunea V este:

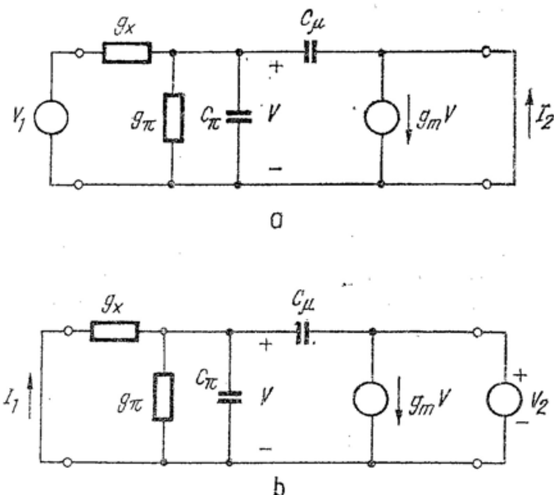


Fig. 17.5. Circuitele pentru calculul parametrilor y:
a — calculul lui y_{fe}; *b* — calculul lui y_{re}.

$$V = V_1 \frac{g_x}{g_x + g_\pi + s(C_\pi + C_\mu)}. \tag{17.22}$$

Deci y_{fe} este:

$$y_{fe} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{g_x}{g_x + g_\pi + s(C_\pi + C_\mu)} [g_m - sC_\mu]. \tag{17.23}$$

Un calcul similar utilizînd fig. 17.5, *b* conduce la expresia lui y_{re} (v. problema P.17.5):

$$y_{re} = \frac{-g_x}{g_x + g_\pi + s(C_\pi + C_\mu)} [sC_\mu]. \tag{17.24}$$

Ambele expresii (de fapt, toți cei patru parametri y) au un pol la frecvența de tăiere:

$$\omega_b = \frac{g_x + g_\pi}{C_\pi + C_\mu}. \tag{17.25}$$

Dacă facem ipoteza simplificatoare că amplificatorul acordat lucrează la frecvențe mult inferioare lui ω_b, ecuațiile (17.23) și (17.24) devin:

$$y_{fe} \approx \frac{g_x}{g_x + g_\pi} (g_m) \approx g_m; \tag{17.26}$$

$$y_{re} \approx \frac{-g_x}{g_x + g_\pi} (sC_\mu) \approx -sC_\mu. \tag{17.27}$$

Înlocuind aceste valori în ecuația 17.21, obținem:

$$Y_{in} = y_{ie} + \frac{j\omega C_\mu g_m}{y_{oe} + Y_2}. \tag{17.28}$$

La frecvențe inferioare frecvenței de rezonanță a circuitului de la ieșire, $y_{oe}+Y_2$ va fi inductiv, adică $y_{oe}+Y_2$ va fi de forma $g - jb$ (v. ecuațiile 17.8 și 17.5). În acest caz, *partea reală* a celui de-al doilea termen din ecuația 17.28 va fi *negativă*. Prin urmare Y_{in} poate avea o parte reală negativă, iar conductanța rețelei $G_{in}+G_1$ poate fi nulă.

17.1.4. Aliniabilitate

Deși este posibil să se stabilească mai în detaliu condițiile de instabilitate în amplificatoarele acordate[1], în multe cazuri practice problema *aliniabilității* impune mai multe restricții în proiectarea circuitului decît problema instabilității. Esența noțiunii de aliniabilitate reiese clar din ecuația (17.21)

[1]) Vezi lucrarea [17.3].

şi fig. 17.4. Admitanţa Y_{in} apare în paralel cu circuitul acordat de la intrare şi, în acelaşi timp, poate fi o funcţie puternic dependentă de parametrii circuitului acordat de la ieşire (prin Y_2). Rezultă deci că, dacă circuitul de la ieşire este acordat prin variaţia lui L_2 sau C_2, atunci circuitul de la intrare va fi dezacordat prin variaţia lui Y_{in}. Evident, cînd se acordează circuitul de la intrare, apare un dezacord corespunzător la circuitul de la ieşire. Această interacţiune între acordul de la intrare şi ieşire face dificilă alinierea şi conduce la caracteristici de răspuns asimetrice, ceea ce constituie un dezavantaj în cazul în care circuitul trebuie să amplifice fără distorsiuni semnalele modulate.

Se observă că, dacă punem condiţia ca termenul al doilea din ecuaţia (17.21) să fie mult mai mic decît admitanţa circuitului de intrare, dificultăţile de aliniere se reduc în mod substanţial: deci, vom proiecta circuitul astfel ca:

$$\left|\frac{y_{fe}y_{re}}{y_{oe}+Y_2}\right| \ll |y_{ie}+Y_1| \tag{17.29a}$$

sau

$$|y_{fe}y_{re}| \ll |(y_{ie}+Y_1)(y_{oe}+Y_2)|. \tag{17.29b}$$

Această condiţie se simplifică întrucîtva dacă luăm în consideraţie *cazul cel mai defavorabil* al inegalităţii, adică acele valori pentru Y_1 şi Y_2 care fac membrul drept al inegalităţii (17.29b) *minim*. Evident, membrul drept se minimizează dacă presupunem că circuitele acordate sînt la rezonanţă, astfel ca $Y_1=G_1$ şi $Y_2=G_2$. Mai mult chiar, presupunem că y_{ie} şi y_{oe} sînt neglijabili în comparaţie cu G_1, respectiv G_2. Cu aceste considerente, rezultă că pentru realizarea unui alinieri convenabile şi unei curbe de rezonanţă simetrice, este necesar ca la frecvenţa de rezonanţă:

$$|y_{fe}y_{re}| \ll G_1G_2. \tag{17.30}$$

Evident, această condiţie asigură în acelaşi timp stabilitatea circuitului, asigurînd ca conductanţa $G_{in}+G_1$, care apare în paralel cu L_1 şi G_1, să fie întotdeauna pozitivă (v. ecuaţia 17.21.) Din punct de vedere ingineresc, reducerea valorii lui $|y_{fe}y_{re}|$ la circa 10 sau 20 % din valoarea lui G_1G_2 va asigura stabilitatea şi, totodată, în majoritatea cazurilor, o aliniere convenabilă.

17.2. EXEMPLU DE AMPLIFICATOR ACORDAT CU UN SINGUR ETAJ CU EMITOR COMUN

17.2.1. Amplificator acordat pe 455 kHz cu un singur etaj

Să presupunem că avem de proiectat un amplificator acordat pentru amplificatorul de frecvenţă intermediară dintr-un radioreceptor cu modulaţie în amplitudine. Un asemenea amplificator trebuie să aibă o frecvenţă centrală de 455 kHz şi o bandă de 10 kHz. Vom utiliza ca circuit de bază amplificatorul acordat cu un singur etaj din fig. 17.3. Vom alege tranzistorul 2N3564 cu punctul de funcţionare $I_C = 4$ mA, $V_{CE} = 5$ V. Din paragraful 12.3.6 rezultă:

$$g_m = 0{,}2 \text{ S};$$
$$r_\pi = 400\,\Omega;$$
$$r_x = 30\,\Omega;$$
$$C_\pi = 50 \text{ pF};$$
$$C_\mu = 2{,}5 \text{ pF}.$$

De asemenea:

$$f_\beta = \frac{f_T}{\beta_o} = \frac{600}{80} = 7{,}5 \text{ MHz}.$$

În acest caz, frecvenţa de rezonanţă impusă de 0,455 MHz este mult mi mică decît f_β, şi deci C_π poate fi neglijat.

La rezonanţă, acest amplificator are o sarcină pur rezistivă G_2, şi deci la ω_o are o amplificare în tensiune:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{r_\pi}{R_1+r_x+r_\pi}\left(\frac{g_m}{G_2}\right). \tag{17.31}$$

Dacă se alege rezistenţa sursei $R_1 = 250\,\Omega$, atunci o rezistenţă de sarcină de 500 Ω va da o amplificare în tensiune de:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\left(\frac{400}{250+30+400}\right)(0{,}2\cdot 500) = -59.$$

Dacă conductanţa de sarcină este cunoscută, putem calcula pe L_2 şi C_2. Din ecuaţia (17.12) obţinem:

$$C_2 = \frac{G_2}{\text{lărgimea de bandă}} = \frac{2}{10\cdot 2\pi\cdot 10^{-6}} = 3{,}18\cdot 10^4 \text{ pF}.$$

Deoarece C_{μ} este cu cîteva ordine de mărime mai mic decît C_2, capacitatea de ieşire a tranzistorului nu va influenţa acordul în aceste condiţii de proiectare. Valoarea lui L_2, necesară pentru a aduce circuitul la rezonanţă la 455 kHz, rezultă din ecuaţia (17.3) :

$$L_2 = \frac{1}{\omega_o^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 0{,}455 \cdot 10^{-3})^2 (3{,}18 \cdot 10^4)} = 3{,}96\ \mu\text{H}.$$

Valoarea inductanţei L_2 obţinută mai sus este oarecum mică, în sensul că este dificil să se găsească bobine de această valoare şi cu un Q mare la frecvenţa de 455 kHz. Pentru a obţine o proiectare cu valori mai convenabile ale elementelor, se poate introduce un mic transformator între G_2 şi circuitul de ieşire LC pentru adaptarea de impedanţe. O altă cale constă în folosirea

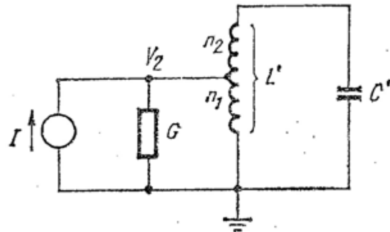


Fig. 17.6 Bobină cu prize pentru transformarea de impedanţe.

proprietăţii de transformare de impedanţe a bobinei cu prize (*autotransformator*), aşa cum se vede în fig. 17.6. Dacă coeficientul de cuplaj între cele două secţiuni ale bobinei este apropiat de unitate, circuitul rezonant din fig. 17.6 va fi identic (din punct de vedere al curentului I şi tensiunii V_2) cu cel din fig. 17.1, ţinînd cont că :

$$\frac{L'}{L} = \left(\frac{n_1 + n_2}{n_1}\right)^2 \tag{17.32}$$

şi

$$\frac{C'}{C} = \left(\frac{n_1}{n_1 + n_2}\right)^2 \tag{17.33}$$

(v. problema P.17.6). În acest exemplu, un raport de 9/1 pentru n_2/n_1 conduce la o creştere a inductanţei L pînă aproape de 0,4 mH şi o scădere a capacităţii C pînă aproape de 320 pF, ambele fiind valori cu mult mai acceptabile decît cele calculate anterior.
Deoarece în acest exemplu nu există decît un singur circuit acordat, nu intră în discuţie problemele de aliniabilitate şi stabilitate. Vom considera aceste probleme, încercînd în cele ce u-r mează să extindem proiectarea de mai sus pentru a obţine un amplificator de 455 kHz cu circuit acordat atît la intrare cît şi la ieşire, aşa cum se arată în fig. 17.7.

17.2.2. Amplificator de 445 kHz cu circuit acordat la intrare şi ieşire

Pentru a aplica criteriul general de aliniere (ecuaţia 17.30) la amplificatorul cu un singur etaj din fig. 17.7, trebuie mai întîi calculaţi parametrii y_{fe} şi y_{re} pentru frecvenţe apropiate de ω_0. În exemplul de faţă, acest calcul se va efectua folosind parametrii hibrizi ai schemei echi-

valente în π, deoarece aceasta este forma sub care se prezintă în mod curent datele asupra tranzistoarelor. Dacă însă sînt daţi parametrii y ai tranzistorului (v. fig. 12.6), putem omite această fază şi trece direct la proiectare (v. problema P.17.7).

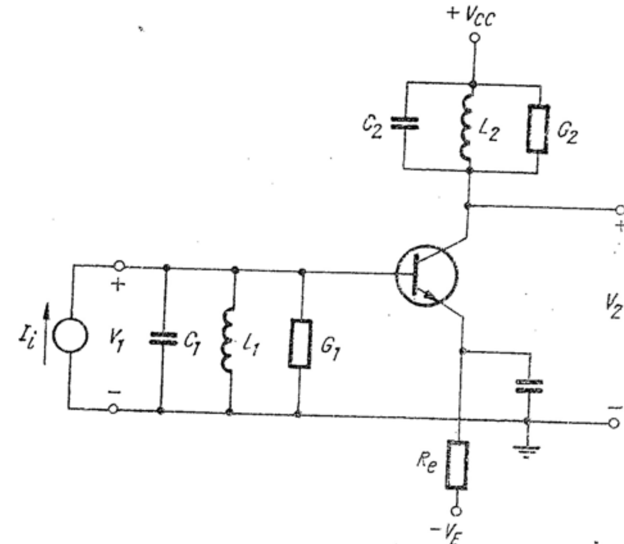


Fig. 17.7. Amplificator cu un singur etaj cu circuit acordat la intrare şi ieşire.

Frecvenţa de tăiere a acestui tranzistor este :

$$\omega_b = \frac{g_x + g_\pi}{C_\pi + C_\mu} = \frac{33 + 2{,}5}{50 + 2{,}5} = 0{,}67\ \text{Grad/s} = 108\ \text{MHz}.$$

Deoarece lucrăm la frecvenţe mult inferioare lui ω_b, expresiile aproximative date de ecuaţiile 17.26 şi 17.27 pentru y_{fe} şi y_{re} sînt aplicabile în acest exemplu :

$$y_{fe} \approx g_m;$$

$$y_{re} \approx -sC_\mu.$$

Din ecuaţia (17.30) rezultă că, pentru a obţine o aliniere comodă a amplificatorului cu un singur etaj lucrînd la frecvenţe inferioare lui ω_b, trebuie să alegem G_1 şi G_2 astfel ca :

$$g_m \omega_o C_\mu \ll G_1 G_2. \tag{17.34}$$

Pentru acest amplificator rezultă

$$g_m \omega_o C_\mu = 200 \cdot 2\pi \cdot 0{,}455 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}5 = 1{,}43 \text{ mS}^2.$$

Dacă alegem $G_1 = 4$mS și $G_2 = 2$ mS ca în § 17.2.1,

$$G_1 G_2 = 4 \cdot 2 = 8 \text{ mS}^2.$$

În acest caz, condiția dată de ecuația (17.34) este satisfăcută, cu toate că nu printr-un factor atît de mare cum ar fi fost de așteptat, ținînd cont că tranzistorul lucrează la o frecvență cu cel puțin un ordin de mărime mai mic decît f_β.

De menționat că dacă condiția de aliniere nu ar fi fost satisfăcută, ar fi fost necesară mărirea valorii lui G_2, deci reducerea amplificării în tensiune (v. ec. 17.31). Se poate spune că în amplificatoarele acordate există un compromis de proiectare între aliniere și amplificarea de tensiune.

Deoarece există două circuite rezonante, banda fiecăruia trebuie să fie mai mare decît 10 kHz, pentru a se obține o bandă globală de 10 kHz. Fenomenul de îngustare a benzii ca urmare a polilor multipli a fost studiat în cap. 15. Pentru n etaje acordate sincron, montate în cascadă, se poate arăta că:

$$\text{banda globală} \approx \frac{\text{banda unui etaj}}{1{,}2\sqrt{n}}. \qquad (17.35)$$

Aceeași relație pentru îngustarea benzii se aplică și în cazul conectării în cascadă a unor etaje RC trece jos neinteractive. De fapt, ecuația (17.35) poate fi dedusă în modul cel mai simplu, considerînd cazul filtrului trece jos. Vezi problema P 17.8). Atunci cînd $n = 2$, fiecare circuit rezonant poate fi proiectat cu o bandă

$$\Delta\omega = 10 \cdot 1{,}2\sqrt{2} = 17 \text{ kHz}.$$

pentru a realiza banda globală dorită de 10 kHz.

Cunoscînd valorile lui G_1, G_2, ω_o și $\Delta\omega$, putem determina valorile lui C_1, C_2, L_1 și L_2 așa cum s-a arătat în § 17.21 (v. problema P.17.9).

17.2.3. Acordarea decalată

Pentru multe amplificatoare acordate, este de dorit să se obțină o caracteristică de frecvență mai plată în jurul frecvenței centrale și cu pante mai abrupte decît în cazul circuitelor acordate

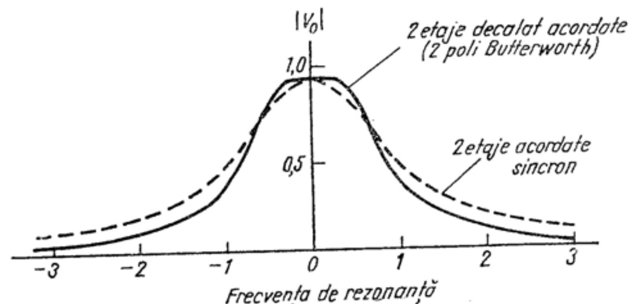


Fig. 17.8. Răspunsul normalizat în amplitudine și bandă a două circuite acordate neinteractive montate în cascadă.

sincron. O astfel de curbă poate fi obținută prin *acordarea decalată* [1]), adică prin acordarea circuitelor de intrare și ieșire pe frecvențe ușor diferite. Caracteristica cea mai plată posibilă (numită *maximal plată*) se obține utilizînd circuitul trece-bandă echivalent cu filtrul trece-jos Butterworth echivalent, menționat în cap. 15. În fig. 17.8 este prezentată variația răspunsului cu frecvența în cazul a două etaje în cascadă acordate sincron, și a două etaje decalat acordate, de unde rezultă în mod evident avantajele obținute prin acordarea decalată.

Reamintim din cap. 15 că configurația de poli pentru filtrul trece-jos Butterworth este:

$$s_1 = -\alpha + \alpha j;$$

$$s_2 = -\alpha - j\alpha.$$

Aceasta înseamnă că polii se găsesc pe un semicerc, așa cum se arată în fig. 17.9, *a*. Configurația polilor filtrului trece-bandă Butterworth este prezentată în fig. 17.9, *b*. (Configurațiile polilor din fig. 17.9,*a* și din fig. 17.9, *b* sînt legate prin transformarea de la trece-jos la trece-bandă menționată în § 17.1.1. Vezi lucrarea [17.1], p. 276). Banda $\Delta\omega'$ a acestui filtru trece-bandă este egală cu *diametrul* cercului polilor.

Pentru a realiza configurația de poli din fig. 17.9, *b* cu amplificatorul cu două circuite acordate din fig. 17.7, este necesar să se acorde cele două circuite rezonante la frecvențe ușor diferite. Din fig. 17.9, *b* rezultă:

$$\omega_{o1} = \omega_o + 0{,}35\,\Delta\omega'; \qquad (17.36)$$

$$\omega_{o2} = \omega_o - 0{,}35\,\Delta\omega'. \qquad (17.37)$$

Pentru a obține lărgimea de bandă cerută, se compară configurația de poli din fig. 17.9, *b* cu cea din fig. 17.2 și se deduce că:

$$\frac{G_1}{2C_1} = 0{,}707\,\frac{\Delta\omega'}{2}$$

deci

$$\Delta\omega_1 = \frac{G_1}{C_1} = 0{,}707\,\Delta\omega'. \qquad (17.38)$$

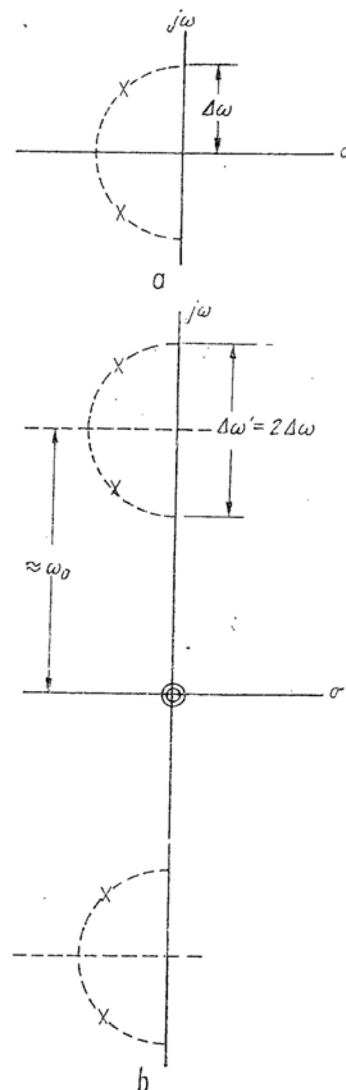


Fig. 17.9. Polii și zerourile filtrelor Butterworth de ordinul doi:
a – filtru trece-jos Butterworth; *b* – filtru trece-bandă Butterworth.

[1]) v. lucrarea [17.1], p. 176

O expresie similară se aplică pentru calculul lărgimii de bandă $\Delta\omega_2$ a celui de-al doilea circuit acordat. În problema P.17.10 se dau şi alte detalii de calcul.

Deoarece răspunsul la semnalul treaptă se păstrează la transformarea de la trece-jos la trece-bandă, rezultă că dacă o undă sinusoidală de frecvenţă ω_0 se aplică brusc unui amplificator

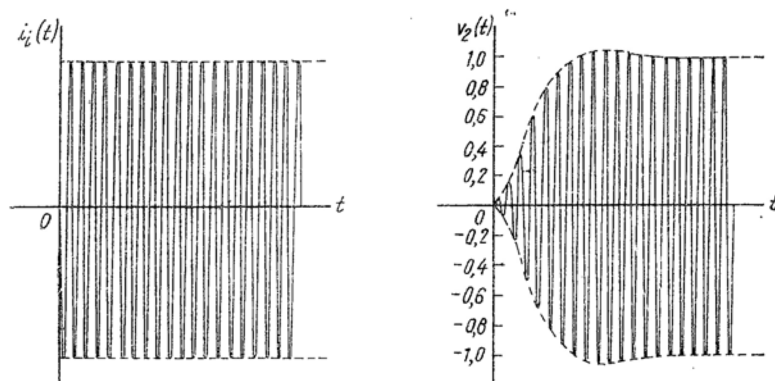


Fig. 17.10. Răspunsul normalizat al unui amplificator decalat acordat la un semnal sinusoidal aplicat brusc.

cu circuite decalat acordate, anvelopa răspunsului va avea o mică supracreştere, aşa cum se arată în fig. 17.10. Dacă astfel de supracreştere nu poate fi tolerată, amplificatorul trebuie să aibă circuitele acordate sincron.

17.2.4. Amplificator acordat pe 10,7 MHz

Presupunem că folosim tranzistorul ales în § 17.2.1 într-un amplificator MF de frecvenţă intermediară. Considerăm că circuitul trebuie să funcţioneze cu o frecvenţă centrală de 10,7 MHz şi o lărgime de bandă de 0,2 MHz.

Mai întîi trebuie determinate valorile lui G_1 şi G_2 pentru a se asigura alinierea la aceste frecvenţe. Pentru acest tranzistor

$$\omega_b = \frac{g_x + g_\pi}{C_\pi + C_\mu} = \frac{33{,}3 + 2{,}5}{50 + 2{,}5} = 0{,}68 \text{ Grad/s}.$$

Deoarece $\omega_0 = 2\pi \cdot 0{,}0107 = 0{,}067$ Grad/s, rezultă că circuitul lucrează la frecvenţe mult inferioare lui ω_b; astfel, ecuaţia (17.34) rămîne valabilă pentru acest calcul. Deci:

$$|y_{fe}\, y_{re}| \approx g_m\omega_0 C_\mu = 200 \cdot 0{,}067 \cdot 2{,}5 = 33{,}5 \text{ mS}^2.$$

Prin urmare, pentru aliniabilitate trebuie îndeplinită condiţia:

$$G_1 G_2 >> 33{,}5 \text{ mS}^2.$$

Alegînd $G_1 = G_2 = 20$ mS vom obţine un amplificator stabil cu o aliniere acceptabilă. La rezonanţă, amplificarea în tensiune va fi:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-y_{fe}}{G_2} \approx \frac{-200}{20} = -10.$$

Dacă încercăm să creştem amplificarea la rezonanţă, amplificatorul va deveni din ce în ce mai dificil de aliniat şi va avea un răspuns asimetric.

Calculul capacităţilor şi inductanţelor este similar celui din § 17,2.1 şi 17.2.3, astfel că nu a fost reluat (v. problema P. 17.11).

17.3. EXEMPLU DE PERECHE ACORDATĂ CU CUPLAJ PRIN EMITOR

Din exemplele de amplificatoare prezentate în § 17.2 (în special, amplificatorul de 10,7 MHz) rezultă că criteriul de aliniere (ec. 17.34) poate impune o limită severă amplificării amplificatorului acordat cu două circuite rezonante de tipul celui prezentat în fig. 17.7. Dacă, de exemplu, frecvenţa centrală a acestui amplificator va creşte de la 10,7 MHz la 100 MHz, amplificarea

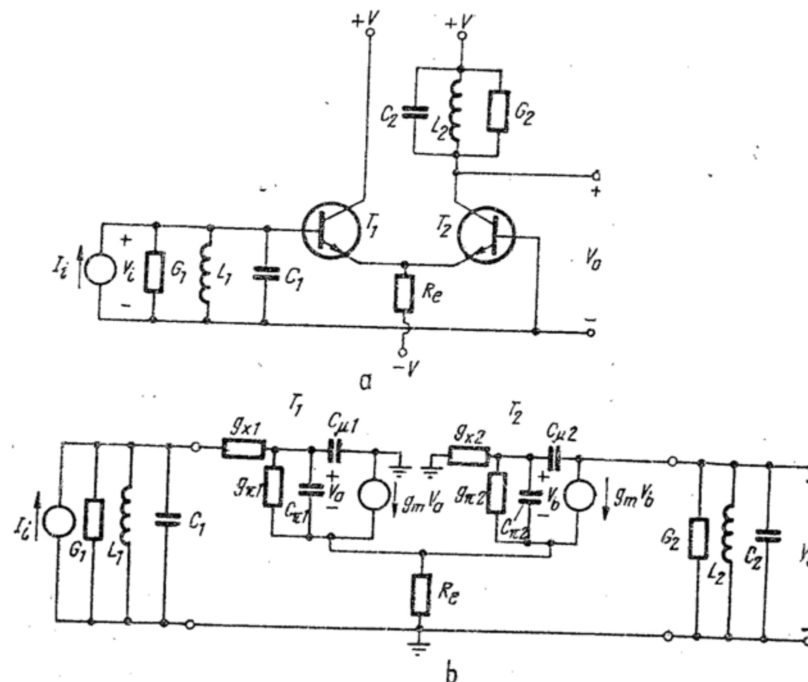


Fig. 17.11. Amplificator acordat realizat cu o pereche cu cuplaj prin emitor.

etajului se va reduce inadmisibil pentru acelaşi raport între G_1G_2 şi $y_{fe}y_{re}$. Astfel, apare necesitatea proiectării unor amplificatoare acordate de înaltă frecvenţă, care să folosească două tranzistoare încapsulate în aceeaşi capsulă ca parte activă a circuitului, pentru a reduce produsul $|y_{fe}y_{re}|$. Un asemenea circuit este perechea cu cuplaj prin emitor, studiată în cap. 16. Reamintim (v. § 16.2) că efectul capacităţii C_μ este redus în mare măsură în acest circuit, deoarece colectorul primului tranzistor este pus la masă în curent alternativ. Un amplificator acordat cu o pereche de tranzistoare cu cuplaj prin emitor este prezentat în fig. 17.11, *a*. Pentru a ilustra cantitativ ameliorarea care apare în aliniabilitatea acestui ciruit faţă de cel cu un singur etaj, trebuie calculaţi y_{fe} şi y_{re} pentru secţiunea de amplificator din fig. 17.11, *b*. Expresiile exacte pentru aceşti parametri se pot determina rezolvînd ecuaţiile la noduri ale acestui circuit (16.45). Totuşi, reţeaua este suficient de complicată, astfel încît acest exerciţiu este mai degrabă plictisitor şi fără satisfacţii. De aceea, vom face un calcul aproximativ, valabil însă la frecvenţe mai mici decît ω_b. (Ca şi mai înainte, dacă se cunosc y_{fe} şi y_{re} pentru perechea de tranzistoare, secţiunea ce urmează va fi omisă în proiectare.)

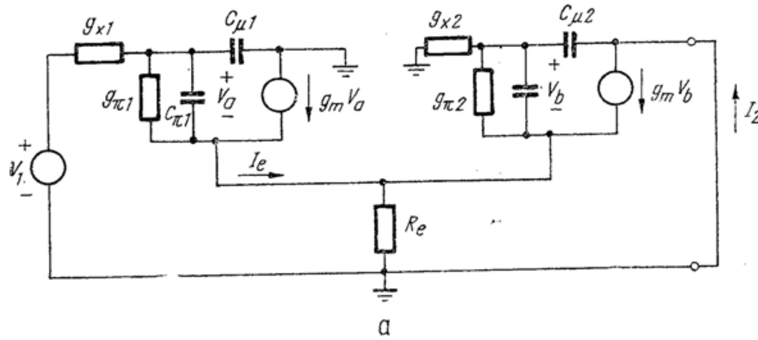


Fig. 17.12. Calculul lui y_{fe}.

Pentru a calcula y_{fe}, scurtcircuităm perechea de tranzistoare, apoi calculăm raportul I_2/V_1 aşa cum rezultă din fig. 17.12, *a*. Se observă că ambele capacităţi $C_{\mu1}$ şi $C_{\mu2}$ sînt puse la masă în acest circuit, deci nu joacă un rol important în acest calcul şi se pot neglija. Reamintim din § 16.2 că R_e este aproape totdeauna neglijabil faţă de impedanţele asociate tranzistorului. Cu aceste două ipoteze, putem transforma g_{x2}, $g_{\pi2}$ şi $C_{\pi2}$ în terminalul emitorului, multiplicîndu-le cu $\beta + 1$, şi apoi să le transformăm din nou, împărţindu-le cu $\beta + 1$, astfel încît să apară

în serie cu $C_{\pi1}$ şi $g_{\pi1}$. (V. problema P 17.18). Rezultatul acestei tranformări este prezentat în fig. 17.12, *b*. Cînd r_x este mult mai mic decît z_π, (de exemplu, pentru ω mai mic decît ω_b; v. ec. 17.25) şi cînd tranzistoarele sînt identice, avem:

$$V_a \approx \frac{V_1}{2}. \tag{17.39}$$

Curentul de ieşire poate fi acum uşor de obţinut, examinînd circuitul din fig. 17.12, *a*:

$$I_e \approx g_m V_a. \tag{17.40}$$

Deoarece tranzistorul T_2 este cu baza comună,

$$I_2 = -\alpha I_e \approx -I_e. \tag{17.41}$$

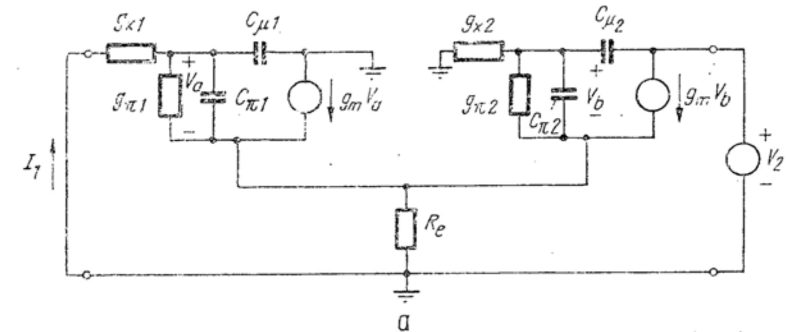


Fig. 17.13. Calculul lui y_{re}.

Din ecuaţiile (17.39), (17.40) şi (17.41) rezultă:

$$y_{fe} = \frac{I_2}{V_1} = -\frac{g_m}{2}. \tag{17.42}$$

Parametrul invers y_{re} poate fi dedus din fig. 17.13. Aici $C_{\mu 2}$ nu mai este legat la masă și de aceea va avea un rol important în calcul; capacitatea $C_{\mu 1}$ se va putea însă neglija. Pentru a simplifica calculul lui y_{re}, vom utiliza aceeași dublă transformare ca în cazul precedent, pentru a aduce g_{x1}, $g_{\pi 1}$ și $C_{\pi 1}$ în serie cu $g_{\pi 2}$ și $C_{\pi 2}$, ca în fig. 17.13, *b*. Dacă acum presupunem că $1/sC_{\pi 2}$ este mult mai mic decît impedanța totală a circuitului de bază, rezultă:

$$I_\mu \approx sC_{\mu 2}V_2. \tag{17.43}$$

Curentul prin $z_{\pi 2}$ este deci:

$$I_z = sC_{\mu 2}\, V_2\left(\frac{r_{x2}}{r_{x2} + r_{x1} + z_{\pi 2} + z_{\pi 2}}\right). \tag{17.44}$$

De asemenea,

$$I_1 = -\frac{I_z(\beta_2 + 1)}{\beta_1 + 1} \approx -I_z. \tag{17.45}$$

Presupunînd tranzistoarele identice și neglijînd r_x în numitorul ecuației (17.44) (de exemplu ω mai mic decît ω_b), din ecuațiile (17.44) și (17.45) rezultă:

$$y_{re} = \frac{I_1}{V_2} = -s\,C_{\mu 2}\left(\frac{g_\pi + sC_\pi}{2g_x}\right). \tag{17.46}$$

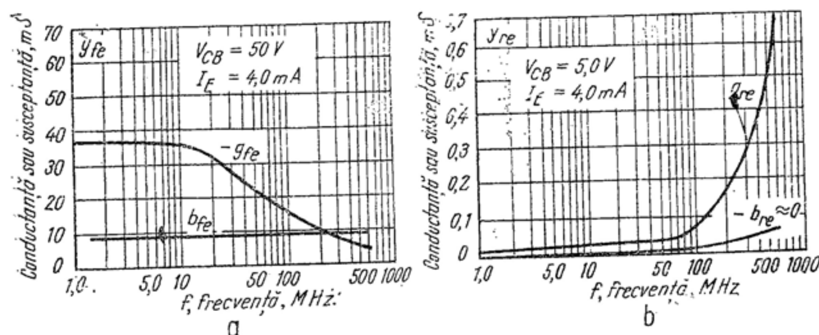


Fig. 17.14. Admitanțele de transfer ale unei perechi integrate cu cuplaj prin emitor; *a* – partea reală; *b* – partea imaginară.

Aceste formule ale lui y_{fe} și y_{re} sînt în general compatibile cu datele publicate pentru circuitele integrate conținînd o pereche cu cuplaj prin emitor (v. fig. 17.14, *a* și *b*). Din ecuațiile (17.42) și (17.46), rezultă că pentru perechea cu cuplaj prin emitor:

$$y_{fe}\, y_{re} = g_m sC_\mu \left(\frac{g_\pi + sC_\pi}{4\, g_x}\right), \tag{17.47}$$

deci, criteriul de aliniere pentru acest circuit, se exprimă în funcție de parametrii hibrizi astfel:

$$\left| g_m sC_\mu \left(\frac{g_\pi + sC_\pi}{4g_x}\right) \ll G_1G_2 \right|. \tag{17.48}$$

Sîntem acum în măsură să comparăm alinierea perechii cu cuplaj prin emitor cu aceea a unui amplificator cu un singur etaj cu emitorul comun. Reamintim de la § 17.2.2 că, pentru ultimul:

$$y_{fe}\, y_{re} = -g_m sC_\mu. \tag{17.49}$$

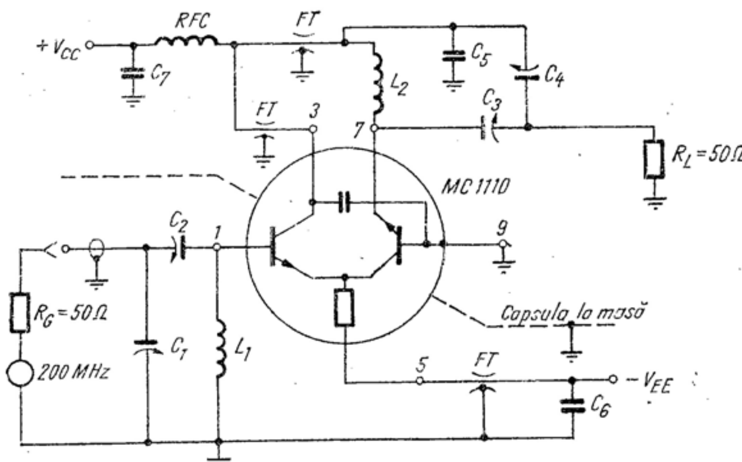


Fig. 17.15. Amplificator acordat pe 200 MHz cu un circuit integrat cu cuplaj prin emitor. Vezi lucrarea [17.4].

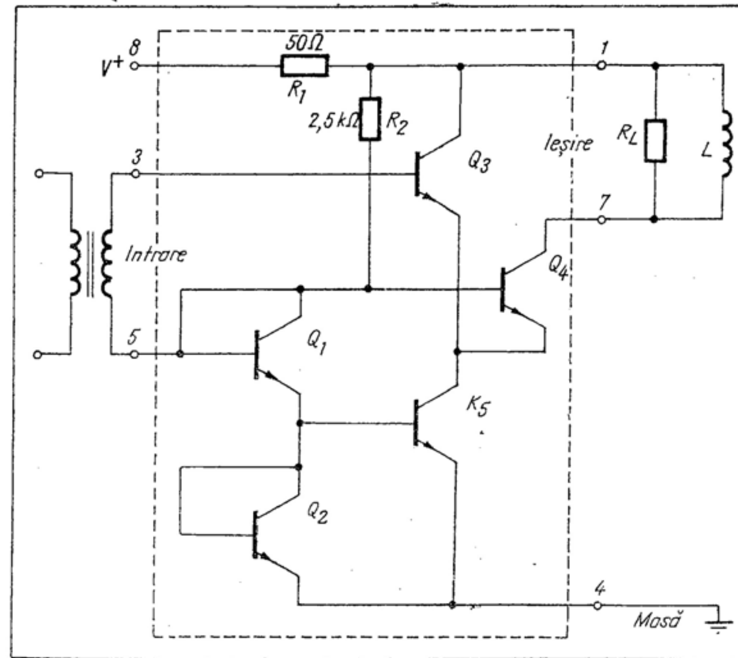
Comparînd acest rezultat cu ecuația (17.47), rezultă că, pentru perechea cu cuplaj prin emitor, este mai ușor de aliniat cu un factor:

$$K = \left|\frac{4g_x}{g_\pi + sC_\pi}\right|. \tag{17.50}$$

La frecvențe mai mici decît ω_β, acest factor este aproximativ $4r_\pi/r_x$ și poate avea o valoare de 50 sau 100. Evident că acest factor scade cu creșterea frecvenței, dar, chiar la ω_b, limita superioară a analizei noastre, perechea cu cuplaj prin emitor este încă mai bună cu un factor egal aproximativ cu 4 (v. problema P.17.12).

Acum, după ce am stabilit criteriul alinierii pentru amplificatorul cu cuplaj prin emitor calculele pentru acordarea sincronă și decalată sînt identice cu cele prezentate în § 17.2, și de aceea nu le mai repetăm (v. problemele P.17.13, P.17.14 și P.17.15).

Schema completă a unui amplificator acordat de 200 MHz, cu cuplaj prin emitor este prezentată în fig. 17.15. Ca dispozitiv activ se utilizează un singur circuit integrat, circuit ce conține



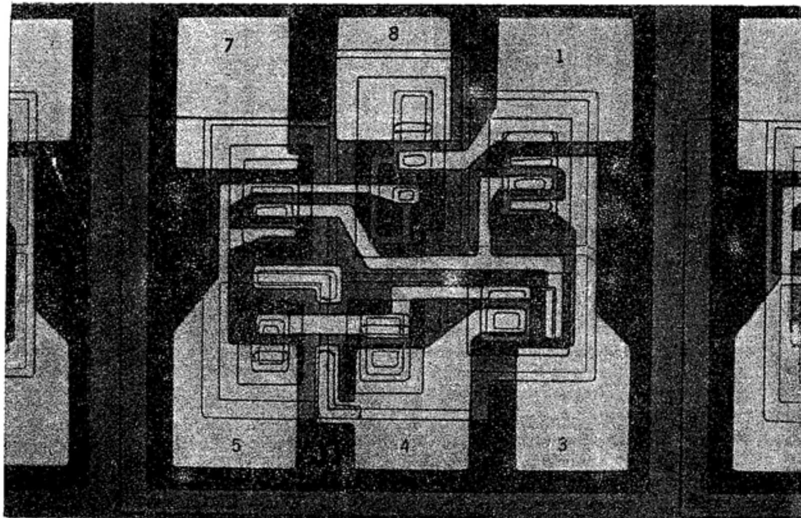


Fig. 17.16. Un amplificator mai complicat cu circuit integrat cu cuplaj prin emitor: *a* – schema electrică; *b* – microfotografia circuitului integrat.

două tranzistoare, rezistorul de emitor și condensatorul de cuplaj, care să asigure punerea colectorului lui T_1 la masă prin baza lui T_2.

Pentru a obține valori convenabile ale impedanțelor circuitelor acordate, proiectantul a ales condensatoarele cu prize (C_1, C_2 și C_3, C_4) în locul bobinelor cu prize, așa cum s-a arătat în § 17.2.1 (v. problema P.17.16)

Un amplificator integrat cu cuplaj prin emitor, puțin mai complicat, este prezentat în fig 17.16. Tranzistoarele Q_3 și Q_4 formează perechea activă. Tranzistoarele Q_1 și Q_2 sînt montate ca diode pentru a asigura polarizarea bazei lui Q_5, care constituie o sursă de curent constant în emitoarele lui Q_3 și Q_4.

O microfotografie a acestui amplificator este prezentată în fig. 17.16, *b*. Dimensiunile circuitului integrat din figură sînt de 20 mils pe 20 mils.

17.4. DEMONSTRAȚII EXPERIMENTALE LA CURS

Circuitul din fig. 17.17 poate fi utilizat pentru a demonstra problemele de instabilitate și aliniabilitate care apar la amplificatoarele acordate.

1. Cu comutatorul pe poziția *A*, circuitul este un amplificator cu un singur etaj. Se aduc rezistențele R_1 și R_2 la valori mici și se acordă circu-

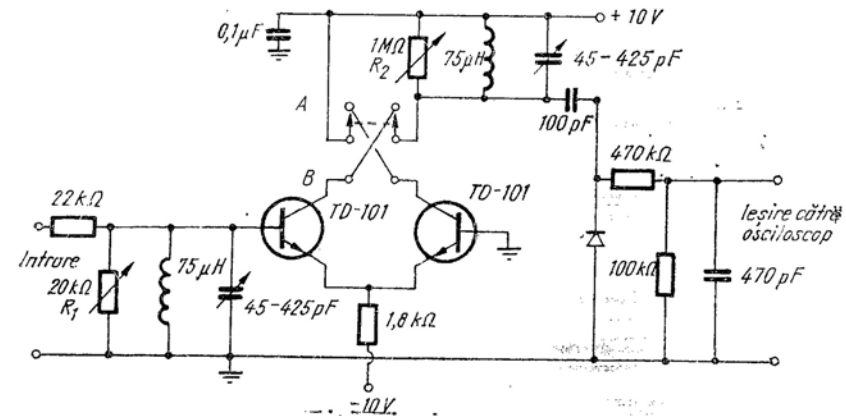


Fig. 17.17. Circuitul pentru studiul amplificatoarelor acordate.

itele rezonante pe aceeași frecvență (aproximativ 10 MHz). Acum se cresc R_1 și R_2. Amplificarea va crește, dar circuitul va deveni din ce în ce mai greu de aliniat, iar curba de răspuns mai asimetrică. Pentru valori mari ale lui R_2 circuitul va fi instabil.

2. Cu comutatorul pe poziția *B*, obținem un amplificator cu două tranzistoare cu cuplaj prin emitor. Acum, aplificatorul va fi mai stabil și răspunsul mai simetric pentru valori mai mari ale lui R_1 și R_2, deci pentru o amplificare mai mare.

BIBLIOGRAFIE

17.1 G.E. Valley şi H. Wallman. *Vacuum Tube Amplifiers.* Mc Graw-Hill, New York, 1948

17.2 C. L. Searle. *Elementary Circuit Properties of Transistors.* Wiley, New York, 1964.

17.3 J. G. Linvill şi J. F. Gibbons. *Transistors and Active Circuits.* McGraw-Hill, New York, 1961

17.4 *Semiconductor Data Manual,* Motorola Semiconductors, Phoenix, 1965.

PROBLEME

P17.1. Să se determine valorile elementelor circuitului acordat din fig. 17.3, astfel ca amplificatorul să poată amplifica selectiv frecvenţa pilot de 19 kHz, într-un receptor MF stereo. Circuitul trebuie să posede un Q de 50.

P17.2. Să se demonstreze că la frecvenţe mai mici decît ω_β, capacitatea care apare în paralel cu g_2 şi G_2 în fig. 17.3, *b*, este dată de ecuaţia (17.15).

P17.3. Să se calculeze admitanţa $Y_{in}=I_1/V_1$ în fig. 17.4, aplicînd o tensiune V_1 la bornele de intrare ale cuadripolului în y (după ce s-au îndepărtat I_i, G_1, L_1 şi C_1) şi calculînd curentul rezultat. Deci, să se verifice ecuaţia (17.21).

P17.4. Să se calculeze parametrii y_{fe} şi y_{re} pentru modelul cu parametrii hibrizi, avînd sursă de tensiune atît la intrare cît şi la ieşire, şi apoi să se rezolve pentru funcţiile de transfer corespunzătoare. Să se compare răspunsul obţinut cu ecuaţiile (17.23) şi (17.24) (vezi pag. 96)

P17.5. Să se calculeze $y_{re}=I_1/V_2$ din fig. 17.5, *b*, presupunînd că tensiunea V este suficient de mică faţă de V_2, astfel că curentul prin C_μ este aproximativ $sC_\mu V_2$. Deci, să se verifice ecuaţia (17.24).

P17.6. Să se calculeze admitanţa de intrare $y=I/V_2$ a circuitului acordat cu bobină cu prize din fig. 17.6. Să se compare apoi cu admitanţa circuitului acordat simplu din fig. 17.1, deci să se verifice ecuaţiile (17.32) şi (17.33).

P17.7. Să se studieze aliniabilitatea unui amplificator cu un singur etaj de tipul celui din fig. 17.7, utilizînd un tranzistor 2N1613 în punctul de funcţionare $I_C=20$ mA, $V_{CE}=30$ V. Se vor utiliza parametrii y daţi în fig. 12.16. Se va considera $G_1=4$ mS, $G_2=2$ mS (vezi pag. 101)

P17.8. Să se verifice ecuaţia (17.35), considerînd n celule trece jos RC independente, avînd funcţia de transfer:

$$\frac{V_o}{V_i}=K\left(\frac{1}{1+j\omega}\right)^2. \tag{17.51}$$

Să se arate apoi că lărgimea de bandă a lanţului de n celule RC este:

$$\text{lărgimea de bandă a } n \text{ celule} = (\text{lărgimea de bandă a unui etaj}) \times \sqrt{2^{1/n}-1}. \tag{17.52}$$

P17.9. Să se completeze proiectarea amplificatorului acordat sincron de la § 17.2.2, găsind valorile pentru C_1, C_2, L_1 şi L_2 care să asigure o frecvenţă centrală de 455 kHz şi o lărgime de bandă de 10 kHz. Se pot utiliza bobine cu prize dacă este necesar (vezi pag.102).

P17.10. Să se completeze proiectarea amplificatorului decalat acordat de la § 17.2.3, determinînd valorile lui C_1, C_2, L_1 şi L_2 care să asigure o frecvenţă centrală de 455 kHz şi o lărgime de bandă de 10 kHz. (vezi pag.103)

P17.11. Să se completeze proiectarea amplificatorului acordat sincron de 10,7 MHz de la § 17.2.4, determinînd valorile lui C_1, C_2, L_1 şi L_2 care să asigure frecvenţa centrală cerută şi o bandă de 0,2 MHz. (vezi pag. 104)

P17.12. Să se proiecteze un amplificator cu cuplaj prin emitor, acordat sincron, de tipul celui din fig. 17.11, care să posede o frecvenţă centrală de 10,7 MHz şi o lărgime de bandă de 0,2 MHz. Se vor utiliza parametrii tranzistorului de la § 17.2.1. Să se compare aliniabilitatea acestui circuit cu cea a amplificatorului de la paragraful 17.2.4 (vezi pag.109).

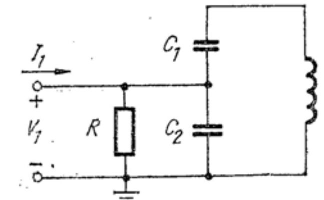


Fig. 17.17 Circuit pentru studiul amplificatorului acordat.

P17.13. Să se repete problema P 17.13, cu deosebirea că se va utiliza o acordare decalată. (vezi pag. 109).

P17.14. Să se compare aliniabilitatea unui amplificator acordat cu un singur etaj de 50 MHz de tipul celui din fig. 17.7 cu a amplificatorului cu cuplaj prin emitor din fig. 17.11. Se vor utiliza pentru tranzistor parametrii daţi în § 17.2.1 şi se va lua $R_1=R_2=50\ \Omega$.

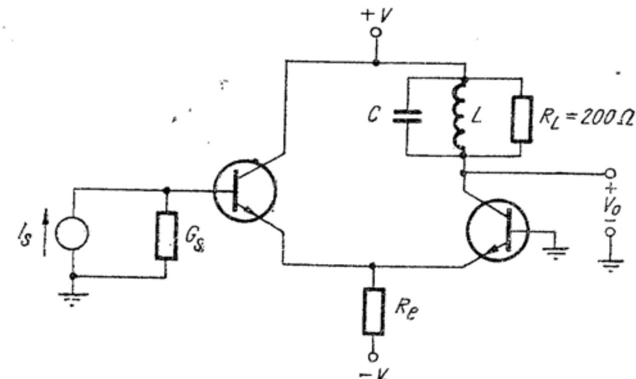


Fig. 17.18 Circuit transformator de impedanţe cu două condensatoare.

17.15. Să se proiecteze un amplificator acordat cu cuplaj prim emitor de tipul celui din fig. 17.11, care să posede o frecvenţă centrală de 50 MHz şi o lărgime de bandă de 2MHz. Se va lua $R_1=R_2=50\ \Omega$. Se vor folosi datele din fig. 17.14 pentru circuitul integrat. Se vor neglija efectele lui y_{ie} şi y_{oo}.

P17.16. Să se stabilească ecuaţia transformării de impedanţă pentru un circuit acordat cu condensatoare cu prize, de tipul celui din fig. 17.18 (vezi pag. 111).

P17.17. La amplificatorul acordat din fig. 17.19 sînt date pentru ambele tranzistoare $\beta_o=50$, $\omega_T=10^9$ rad/s, $r_x=50\ \Omega$, $C_\mu=2$ pF în punctul de funcţionare (pentru ambele tranzistoare)

$I_C = 2{,}5$ mA, $V_{CE} = 5$ V. Amplificatorul trebuie să funcţioneze la o frecvenţă centrală de $\omega_o = 10^8$ rad/s cu o lărgime de bandă la 3 dB de 5.10^6 rad/s ($Q=20$).

a) Să se determine L şi C pentru a obţine răspunsul dorit.

b) Dacă se adaugă un circuit acordat la intrare circuitul va mai avea un răspuns simetric? Acesta fiind un calcul aproximativ, *se pot utiliza aproximaţii rezonabile*, inclusiv neglijarea lui R_e.

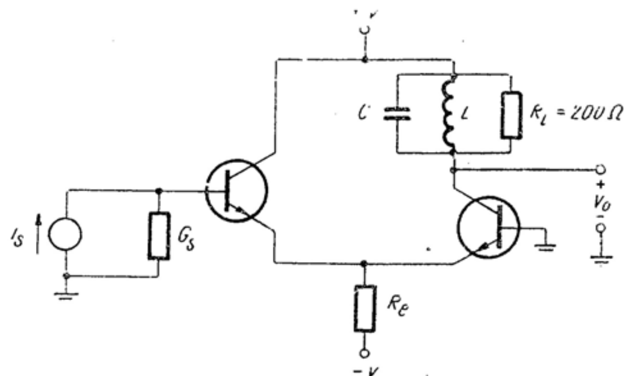


Fig. 17.19. Amplificator acordat.

P17.18. Să se arate că proprietăţile transformării de impedanţe la frecvenţe joase ale amplificatorului cu colectorul comun, analizate în § 11.5.2 pot fi generalizate. Concret, să se demonstreze că o impedanţă de emitor Z_e poate fi deplasată deasupra nodului emitorului în modelul hibrid, pentru a apare în serie cu $z_\pi=(g_\pi+sC_\pi)^{-1}$ dacă transformăm impedanţa în $Z_e(\beta+1)$. Similar, să se demonstreze că impedanţa z_π poate fi deplasată sub nodul emitorului pentru a apărea în serie cu Z_e, dacă transformăm impedanţa sa în $z_\pi/(\beta+1)$.

CAPITOLUL 18

REACŢIA

CAPITOLUL 18

REACŢIA

18.1. **Proprietăţile de bază ale amplificatoarelor cu reacţie**
18.1.1. Amplificarea
18.1.2. Desensibilizarea
18.1.3. Efectul reacţiei asupra semnalelor parazite
18.1.4. Efectul reacţiei asupra distorsiunilor
18.1.5. Rezumat
18.2. **Cele patru topologii de bază de circuite cu reacţie**
18.3. **Analiza şi proiectarea circuitelor pe baza comparării şi eşantionării nodurilor**
18.3.1. Analiza cu ajutorul cuadripolilor
18.3.2. Reprezentările sub formă de circuit pentru *a* şi *f*
18.3.3. Exemplu de proiectare
18.3.4. Transimisia pe buclă
18.3.5. Admitanţele de intrare şi ieşire
18.3.6. Rezumat
18.4. **Analiza şi proiectarea circuitelor prin compararea şi eşantionarea buclelor**
18.4.1. Analiza cu ajutorul cuadripolilor
18.4.2. Reprezentările sub formă de circuit pentru *a* şi *f*
18.4.3. Exemplu
18.5. **Circuite cu reacţie, cu compararea nodului şi eşantionarea buclei**
18.6. **Circuite cu reacţie, cu compararea buclei şi eşantionarea nodului**
18.7. **Rezumat**
18.8. **Demonstraţii experimentale la curs**
18.8.1. Reducerea zgomotului de reţea
18.8.2. Reducerea distorsiunilor
Bibliografie
Probleme

18

REACŢIA

18.1. PROPRIETĂŢILE DE BAZĂ ALE AMPLIFICATOARELOR CU REACŢIE

Nu există amplificatoare ideale. De exemplu, nici un amplificator nu este perfect liniar, în sensul că forma de undă a tensiunii de ieşire nu este cu exactitate forma de undă a tensiunii de intrare, înmulţită cu un factor constant. Chiar dacă amplificatorul este suficient de liniar pentru o anumită plajă a tensiunii de intrare, amplificarea de tensiune variază datorită schimbărilor survenite în tensiunea de alimentare sau temperatură, care produc variaţia caracteristicilor tranzistorului cu punctul static de funcţionare. Acestea şi multe alte limitări ale amplificatorului pot fi minimizate prin aplicarea *reacţiei negative.*

18.1.1. Amplificarea

Noţiunea de reacţie negativă, aşa cum este aplicată la amplificatoare poate fi ilustrată cu ajutorul schemei-bloc de fluenţă a semnalului din fig. 18.1.*a* sau a schemei-bloc electrice din fig. 18.1,*b*. Pentru a aplica o reacţie unui amplificator, trebuie folosite încă două elemente, un atenuator de precizie şi un comparator. Pentru simplitate, se presupune că funcţiile de transfer ale celor trei blocuri sînt independente de frecvenţă.

De asemenea, pentru moment, se neglijează încărcarea amplificatorului de bază de către circuitul de reacţie, presupunînd că amplificatorul de bază din fig. 18.1 are o rezistenţă de intrare infinită şi o rezistenţă de ieşire

egală cu zero. În aceste condiții, tensiunea de ieșire V_4 a atenuatorului de precizie este egală cu tensiunea de ieșire V_3 a amplificatorului, înmulțită cu un factor constant subunitar. Tensiunea V_4 este comparată cu tensiunea

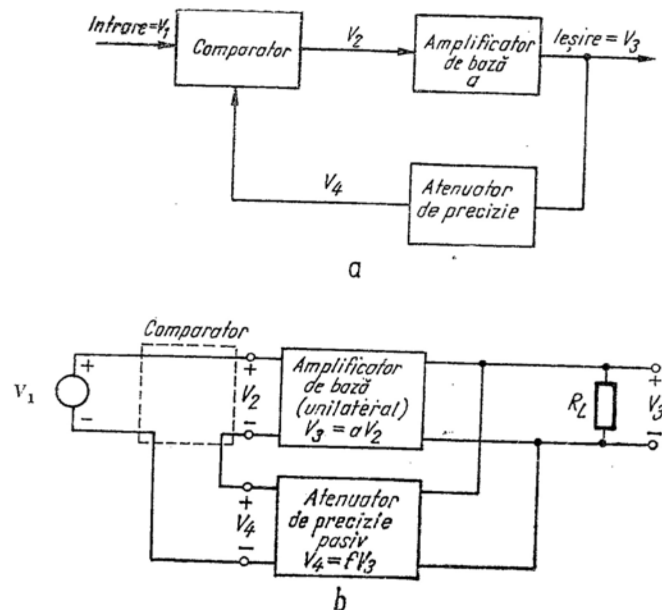


Fig. 18.1. Scheme-bloc ale unui amplificator cu reacție:
a – diagrama de fluență a semnalului; *b* – schema-bloc electrică.

de intrare V_1 și *diferența* dintre cele două tensiuni este aplicată amplificatorului. Așadar:

$$V_2 = V_1 - V_4. \tag{18.1}$$

Combinînd această ecuație cu relațiile intrare-ieșire ale amplificatorului de bază și ale atenuatorului calibrat,

$$V_3 = aV_2; \tag{18.2}$$

$$V_4 = fV_3; \tag{18.3}$$

și eliminînd V_2 și V_4, se găsește că amplificarea de tensiune a amplificatorului cu reacție complet, adesea denumită *amplificare pe buclă închisă* este:

$$\frac{V_3}{V_1} = A = \frac{a}{1 + af}. \tag{18.4}$$

Efectul reacției negative este evident. Dacă produsul af este mult mai mare decît unitatea, ecuația 18.4 se reduce la:

$$A = \frac{V_3}{V_1} \approx \frac{1}{f}. \tag{18.5}$$

Așadar relația între V_3 și V_1 depinde numai de f și este aproape independentă de a. Aceasta este un rezultat important deoarece amplificarea a a amplificatorului de bază este funcție de temperatură, tensiunea de alimentare etc., așa cum s-a scos în evidență mai sus.

Pe de altă parte, „amplificarea" f poate fi controlată cu precizie, deoarece atenuatorul poate fi construit cu elemente R, L și C invariabile, adică, ale căror valori sînt mult mai puțin sensibile la schimbarea condițiilor de funcționare. Amplificarea globală de tensiune este aproximativ independentă de a atunci cînd a este mare, deoarece tensiunea de intrare a amplificatorului, V_2, necesară pentru a produce V_3, este diferența între două tensiuni mult mai mari, V_1 și fV_3. În consecință, dacă pentru anumite motive a scade de două ori, este necesară o schimbare neimportantă a valorii lui V_3, pentru a dubla pe V_2, compensînd astfel pierderea de amplificare.

În sfîrșit ar trebui subliniat că deși ne-am referit numai la amplificarea de tensiune scopul amplificatoarelor este altul. Amplificarea de tensiune poate fi obținută și cu un transformator. Ceea ce interesează în mod special este amplificarea de putere sau posibilitatea de a comanda puterea, adică de a amplifica un semnal de putere (sau tensiune) redusă; în acest fel un semnal de o putere substanțială poate fi aplicat sarcinii, de exemplu difuzorului sau bobinei mobile a unui instrument de măsurat

18.1.2. Desensibilizarea

Se va calcula cu mai multă precizie variația amplificării de tensiune A la schimbările amplificării a a amplificatorului de bază. Diferențiind ecuația 18.4 (presupunînd mici variații ale lui a, iar f fiind constant), se obține:

$$dA = \frac{1}{(1 + af)^2}\, da. \tag{18.6}$$

Se poate determina variația relativă a lui A, din acest rezultat și ecuația 18.4 :

$$\frac{dA}{A} = \frac{1}{1+af}\frac{da}{a} \tag{18.7}$$

(v. problema P. 18.1). Așadar o variație relativă a valorii lui a reduce amplificarea globală A de $1+af$ ori. De exemplu, dacă produsul af este 99, atunci o variație de 10 % a valorii lui a dă naștere unei schimbări de numai 0,1 % a valorii lui A. Este clar, însă, că trebuie plătit un „preț" pentru această importantă îmbunătățire a performanțelor amplificatorului. Compararea ecuațiilor (18.2) și (18.4), indică faptul că aplicarea reacției negative are ca rezultat *reducerea* amplificării. În mod explicit, raportul între amplificarea globală a amplificatorului cu reacție și a amplificatorului de bază este :

$$\frac{A}{a} = \frac{1}{1+af}. \tag{18.8}$$

Așadar, amplificarea globală este redusă prin același factor prin care sînt reduse variațiile amplificării. În exemplul numeric dat mai sus, reacția a redus variațiile amplificării de o sută de ori, dar această îmbunătățire în performanță este obținută prin reducerea amplificării de o sută de ori. Din fericire, o amplificare nestabilizată se obține cu ușurință (de exemplu adăugînd noi etaje). Aducerea amplificării nestabilizate la stabilitate nu este o limitare serioasă în folosirea reacției.

Pentru polaritățile și interconectările din fig. 18.1, reacția este prin definiție *negativă* sau *inversă* dacă a și f au același semn algebric. Totuși, în configurații mai complicate, nu este ușor întotdeauna să se aplice acest criteriu. O metodă mai sigură de investigare a tipului de reacție este dată de ecuația (18.8). Dacă o mișcare a valorii absolute a lui f, considerată inițial zero, *reduce* A sub valoarea lui a, reacția este prin definiție *negativă*

18.1.3. Efectul reacției asupra semnalelor parazite

Performanțele unui amplificator sînt adesea limitate de prezența unor semnale parazite ca zgomotul surselor de alimentare, zgomotul de agitație termică și diafonia legată de prezența unor amplificatoare vecine.

În aceste condiții specifice, reacția negativă poate fi folosită pentru a reduce efectul acestor semnale parazite, dar în multe cazuri reacția nu produce nici o îmbunătățire. Se va face diferențierea între aceste extreme cu ajutorul cîtorva exemple simple.

Se va examina mai întîi efectul semnalului parazit ce apare la intrarea amplificatotului. Schema-bloc folosită pentru acest calcul este prezentată în fig. 18.2,*a*. Este ușor de înțeles faptul că, deoarece semnalul util V_1 și semnalul parazit V_n se aplică în amplificator în același punct, este dificil pentru amplificator să amplifice cu precădere V_1 față de V_n. Pentru a demonstra acest fapt se scrie V_3 ca o superpoziție folosind ecuația (18.4) :

$$V_3 = \frac{a}{1+af}V_1 + \frac{a}{1+af}V_n. \tag{18.9}$$

În acest caz, o indicație utilă asupra performanței amplificatorului o dă raportul semnal-zgomot, raportul dintre amplitudinea semnalului util și a semnalului parazit în același punct al rețelei. Este clar, din ecuația (18.9) că raportul semnal-zgomot la ieșirea amplificatorului din fig. 18.2,*a* este :

$$\frac{S}{N} = \frac{V_1}{V_n}, \tag{18.10}$$

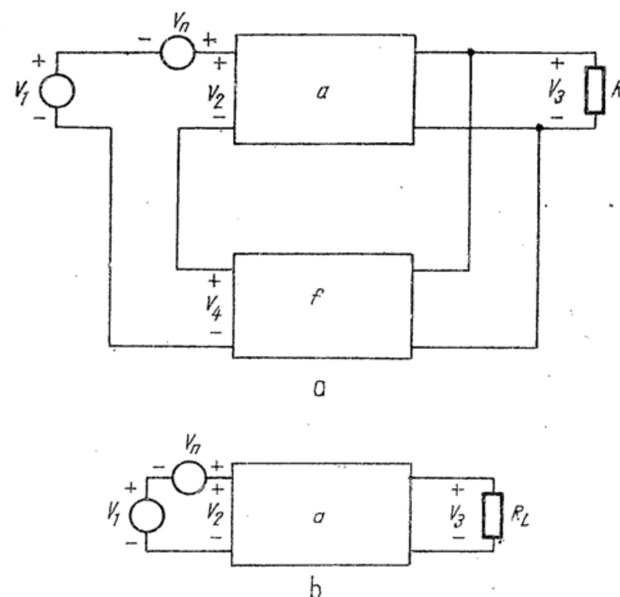


Fig. 18.2. Efectul reacției asupra semnalelor parazite de la intrarea amplificatorului.

ceea ce reprezintă același rezultat ca acela ce s-ar fi obținut de la amplificatorul de bază însuși (fig. 18.2, *b*).

În concluzie, se constată că *reacția nu îmbunătățește raportul semnal-zgomot al unui amplificator, dacă semnalul parazit se aplică în același punct ca semnalul util.*

S-a discutat deja (cap. 16) despre o contradicție aparentă a acestei afirmații. În § 16.1.4, reacția a fost aplicată unui amplificator cu trei etaje, pentru a stabiliza punctul de funcționare al tranzistorului de ieșire la variațiile lui V_{B1}. O examinare atentă a fig. 16.5 scoate în evidență faptul că „sursa de zgomot" V_{B1} și sursa de semnal util V_i sînt, de fapt, conectate la intrarea amplificatorului, deoarece ambele conduc la un curent de bază V/R_s. Apare o îmbunătățirea a raportului semnal-zgomot, sau, mai corect exprimat, a raportului semnal derivă, deoarece semnalul este alternativ în timp ce *deriva* este, în mod esențial, continuă. Așadar, este posibil ca prin adăugarea unui condensator C_b la amplificatorul de bază să se aplice reacția în mod selectiv, adică să se obțină reacții puternice de curent continuu în timp ce reacția de curent alternativ este suprimată.

În continuare se va examina efectul reacției cînd semnalul parazit nu este introdus la intrare ci în alt punct al amplificatorului. O reprezentare generală a acestui caz este arătată în fig. 18.3,*a*. Aici se presupune existența a două amplificatoare a_1 și a_2. Se presupune că amplificatorul a_2 are asociat un generator de zgomot V_n, iar amplificatorul a_1 nu este afectat de zgomot. Folosind din nou suprapunerea efectelor, se găsește că tensiunea de ieșire V_3 trebuie să fie:

$$V_3 = \frac{a_1 a_2}{1 + a_1 a_2 f} V_1 + \frac{a_2}{1 + a_1 a_2 f} V_n. \tag{18.11}$$

Așadar, raportul semnal-zgomot este:

$$\frac{S}{N} = \frac{a_1 V_1}{V_n} \tag{18.12}$$

care este de a_1 ori mai bun decît acela obținut cu amplificatorul folosit singur (fig. 18.3,*b*). Deci dacă este posibil să se construiască un amplificator a_1 care să nu fie afectat de zgomot ca amplificatorul a_2, atunci este posibil să fie îmbunătățit raportul semnal-zgomot al amplificatorului a_2, cu ajutorul reacției. Rezultă că zgomotul V_n (fig. 18.3) nu poate fi zgomot de agitație termică asociat cu intrarea amplificatorului, deoarece atunci amplificatorul a_1 ar fi afectat de zgomot în același mod ca amplificatorul a_2.

Problema zgomotului de rețea al sursei de alimentare a unui etaj de ieșire al unui amplificator audio este ilustrată în fig. 18.3. Deoarece curentul de colector al acestui etaj este adesea de ordinul amperilor, este costisitor să se prevadă o filtrare corespunzătoare pentru sursa de alimentare a acestui etaj. Pe de altă parte, deoarece etajele precedente ale amplificatorului funcționează la nivele de semnal mult mai mic, filtrarea sursei de alimentare a acestora este mai ieftină. Deci, este rezonabil să se reprezinte amplificatorul de ieșire, de putere, prin blocul a_2 ca în fig. 18.3 și să se presupună că V_n reprezintă zgomotul sursei de alimentare. Amplificatorul a_1 este al doilea amplificator, care funcționează la nivele de semnal

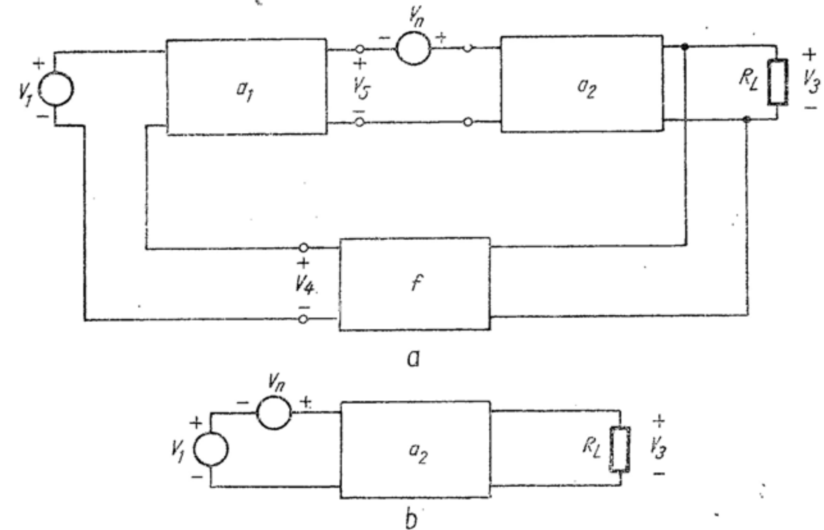
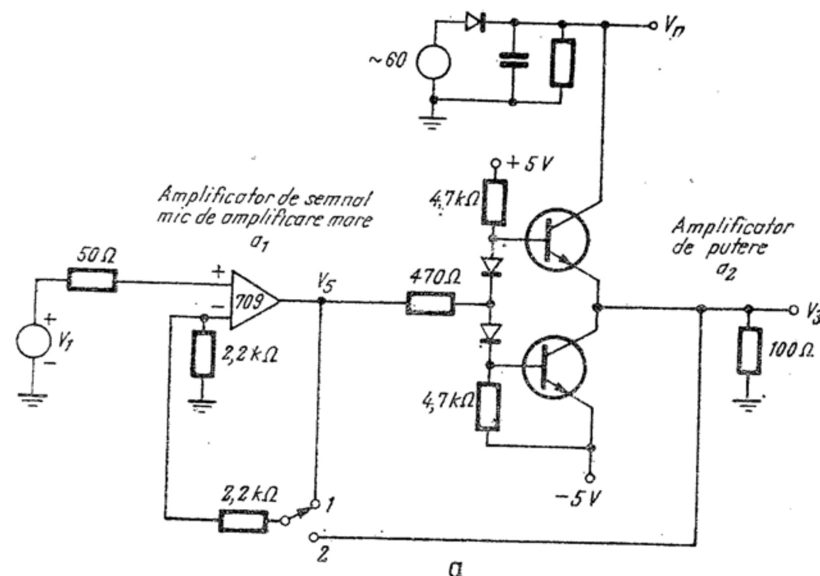


Fig. 18.3. Efectul reacției asupra semnalelor externe introduse în alt punct decît la intrare.

mult mai mici, fiind alimentat de la o sursă bine filtrată. De exemplu, să presupunem că a_2 are o amplificare de tensiune unitară, dar un cîștig mare de putere (ceea ce este necesar) și că V_n este zgomotul rețelei de 120 Hz[1)] și amplitudinea de 1V. Locul exact în care semnalul parazit este introdus în a_2 nu este important în această discuție și pentru simplitate se presupune că el se introduce la intrarea lui a_2. Dacă semnalul util V_1 are de asemenea o amplitudine de 1V, atunci cînd a_2 funcționează singur (fig. 18.3, *b*) raportul semnal-zgomot are valoarea 1. Dacă amplificatorului a_1 cu cîștig 100 și fără zgomot i se adaugă o rețea de reacție cu f egal cu unitatea, atunci din ecuația 18.11 tensiunea de ieșire va conține un semnal util de aproximație 1V, cînd se folosește rețeaua de reacție, semnalul de 1V de la intrare se aplică *comparatorului*, iar zgomotul va fi redus printr-un factor egal cu 101. Această reducere apare deoarece tensiunea V_5 din fig. 18.3, *a*, conține acum o componentă de zgomot *inversată* în raport cu V_n.

1) În Statele Unite ale Americii, frecvența tensiunii de rețea este 60 Hz. (*NT*)

Rezultatele discutate mai sus pot fi ușor verificate observînd formele de undă ale amplificatorului audio simplu din fig. 18.4, *a*. Cînd etajul de putere funcționează fără reacție, punînd comutatorul pe poziția *1*, tensiunea V_5 este sinusoidală, în timp ce tensiunea V_3 conține o componentă



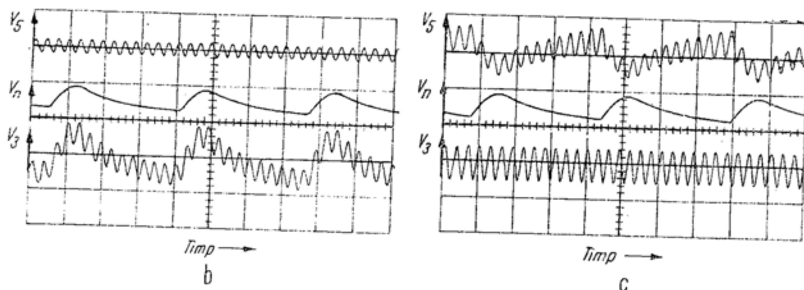


Fig. 18.4. Oscilograme arătînd efectul reacției asupra brumului etajului de ieșire.
a – schemă electrică; *b* – fără reacție; *c* – cu reacție.

mare de zgomot suprapus, ca în fig. 18.4, *b*. Cînd se aplică reacția amplificatorului de ieșire și unui amplificator de semnal mic (în acest caz un amplificator operațional 709), plasînd comutatorul pe poziția *2*, se constată din

fig. 18.4, *c* că zgomotul dispare din compoziția semnalului de ieșire V_3 al amplificatorului de putere, dar că semnalul de intrare V_5 al amplificatorului de putere conține acum un semnal de tip zgomot de fond *inversat*, necesar pentru a anula zgomotul[1] Amplitudinea semnalului util la intrarea amplificatorului de putere este aproximativ aceeași cu, sau fără reacție (v. problema P.18.25).

În rezumat, reacția poate fi folosită pentru a reduce zgomotele într-un amplificator, numai dacă este posibilă construirea unui *al doilea* amplificator avînd o amplificare substanțială, și un raport semnal-zgomot la ieșire substanțial mai bun decît amplificatorul original. În practică este mai ușor să se minimizeze semnalele parazite în etajele de amplificare pentru care nu interesează obținerea unei amplificări mari de putere sau a unei valori mari a puterii de ieșire. Așadar cerința de a avea o amplificare mare de tensiune poate fi satisfăcută de un amplificator separat, în timp ce obținerea puterii, cu problema adiacentă a zgomotului de rețea este realizată de un alt etaj de amplificare.

18.1.4. Efectul reacției asupra distorsiunilor

În cadrul discuției anterioare s-a presupus că toate circuitele din schemele bloc prezintă funcții de transfer liniare. Se va examina acum cazul în care amplificatorul este neliniar. Se va presupune, că relația între tensiunea continuă de la ieșire și tensiunea continuă de la intrare a amplificatorului de bază din fig. 18.1 este reprezentată grafic în fig. 18.5. Deoarece caracteristica de transfer este *liniară pe porțiuni*, putem aplica analiza din §18.1.1, separat fiecărei porțiuni liniare.

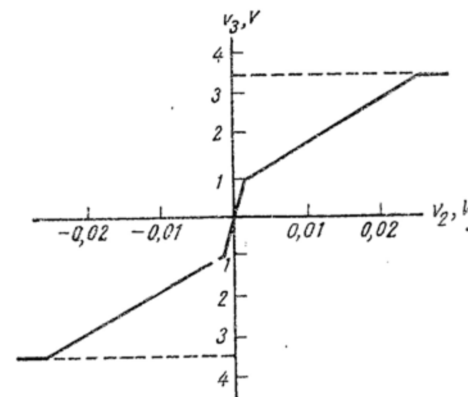


Fig. 18.5. Funcția de transfer a amplificatorului de bază.

[1] Această discuție poate fi folosită pentru o lucrare de laborator simplă dar foarte eficace (*NA*).

Pe această bază ne-am putea aștepta ca amplificatorul cu reacție să aibă o caracteristică de transfer mult mai liniară decît a amplificatorului de bază, deoarece, așa cum s-a arătat, reacția are tendința de a „suprima" schimbările survenite în amplificarea amplificatorului de bază.

În mod concret se va presupune că pentru $|v_3|$ mai mic de 1 V, caracteristica de transfer a amplificatorului de bază are o pantă de 1000, iar pentru $|v_3|$ între 1 și 3V, panta este 100, așa cum arată fig. 18.5.

Datorită neliniarității circuitului , este necesar să se realizeze analiza în domeniul timp și nu în domeniul frecvență. Așadar, scriind ecuațiile (18.1), (18.2) și (18.3) în funcție de *variații mici în domeniul timp* se obțin :

$$v_3(t) = av_2(t) \; ; \tag{18.13}$$

$$v_4(t) = fv_3(t) \; ; \tag{18.14}$$

$$v_2(t) = v_1(t) - v_4(t). \tag{18.15}$$

Deci :

$$v_3(t) = \frac{a}{1 + af} v_1(t). \tag{18.16}$$

Dacă, în continuare, se va presupune $f = 0{,}1$, atunci din ecuația 18.16 pentru $|v_3| < 1\text{V}$, tensiunea variabilă de la ieșire va fi :

$$v_3(t) = \frac{1000\; v_1(t)}{1 + (1000)\,(0{,}1)} = 9{,}9\; v_1(t).$$

Pentru $1\text{V} < |v_3| < 3{,}5\text{V}$ panta caracteristicii de transfer, așadar și amplificarea de semnal mic, este :

$$\text{panta} = \frac{100}{1 + (100)\,(0{,}1)} = 9{,}1.$$

Deci, aplicarea reacției negative a redus variația amplificării amplificatorului de bază într-un raport de 10 :1, adică schimbarea survenită în amplificare este de la 9,9 la 9,1 *pentru aceeași plajă de variație a semnalului de ieșire* (v. fig. 18.6). Este clar că „prețul" pentru această îmbunătățire a liniarității este reducerea amplificării. Dar, în multe cazuri, aceasta nu este o problemă dificilă. Pierderea de amplificare poate fi refăcută adăugînd un nou amplificator, la intrarea amplificatorului cu reacție, iar acest nou amplificator poate fi proiectat astfel încît să nu introducă practic nici o

distorsiune, deoarece el amplifică semnale de amplitudine mică. Astfel, se reduce amplificarea părții din sistem care comandă semnale mari pentru a îmbunătăți fidelitatea la semnale mari, si să transferă această sarcină părții care amplifică semnale mici și ale cărei distorsiuni sînt mult mai mici. În acest tip de problemă, reacția conduce într-adevăr la îmbunătățirea liniarității întregului sistem fără o diminuare a amplificării *întregului sistem*.

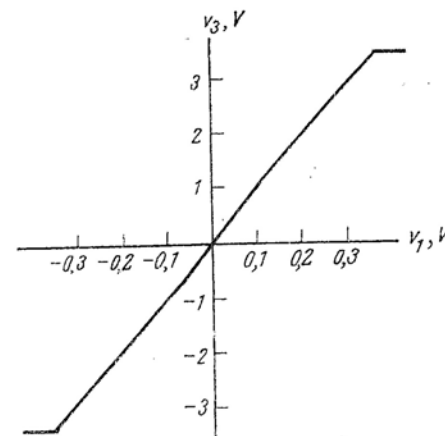


Fig. 18.6. Funcția de transfer a amplificatorului complet cu reacție.

Este foarte important să se observe că reacția devine din ce în ce mai puțin eficientă pe măsură ce amplificarea de semnal mic a amplificatorului de bază este mai mică. Ca un exemplu extrem, cînd amplificatorul de bază discutat mai sus *se saturează* pentru $|v_3| > 3{,}5$ V, amplificarea de semnal mic a tinde către zero ; așadar și af și A tind către zero, așa cum arată fig.18.6. Deci există o limită a „cantității de neliniaritate" pe care o poate corecta reacția. Fiecare amplificator are limite „fixe", fundamentale privind valoarea semnalului de ieșire pe care-l poate produce. Aceste limite „fixe", care apar deoarece tranzistoarele din amplificator se blochează, se saturează, sau devin neliniare în mod nepermis, nu pot fi eliminate prin reacție.

În fig. 18.7, *a* se prezintă un circuit simplu care pune în evidență efectul reacției negative asupra distorsiunilor. Deoarece mărimea distorsiunii este în legătură strînsă cu mărimea semnalului *de ieșire*, pentru a face o comparație utilă practic, este important ca semnalul de ieșire cu reacție să fie făcut egal cu semnalul de ieșire în absența reacției. Lucrul acesta este realizat prin comutarea reacției, cum se arată în fig. 18.7, *a*.

Comutatorul fiind pe poziția *1*, amplificatorul de putere a_2 nu are reacția, iar amplificatorul operațional 709 cu reacție, are amplificare unitară.

Cînd comutatorul este pe poziția 2, o reacție globală este aplicată amplificatorului de semnal mic (amplificatorul operațional 709)și amplificatorului de putere, astfel încît amplificarea globală este acum unitară.

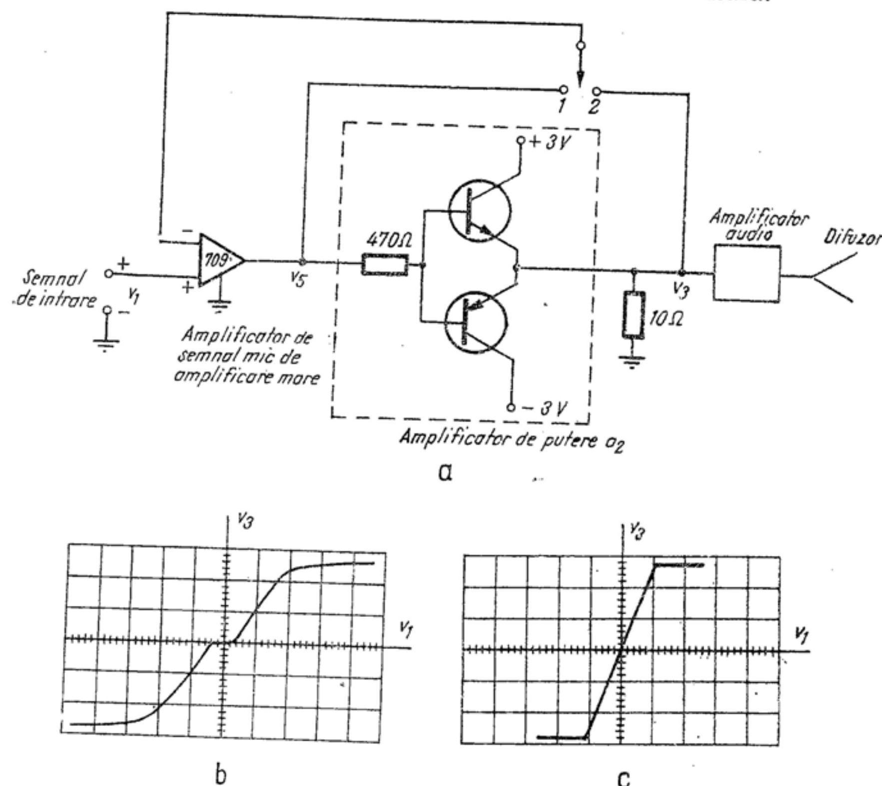


Fig. 18.7. Demonstrație asupra efectelor reacției asupra distorsiunilor din etajul de ieșire: *a* – schema electrică; *b* – curba de transfer a amplificatorului de putere fără reacție; *c* – curba de transfer cu reacție.

Fig. 18.7,*b* prezintă o fotografie a oscilogramei funcției de transfer fără reacție la etajul de ieșire, v_3 ca funcție de v_1 (sau de v_5). Apar neliniarități în jurul originii deoarece niciunul dintre tranzistoarele de la ieșire nu conduce dacă v_5 este mai mic de 0,4 V în amplitudine, Pentru valori mari ale lui v_3, caracteristica de transfer se aplatisează, deoarece β scade la valori mari ale curentului și în final, deoarece tranzistorul se saturează. Funcția de transfer a circuitului cu reacție globală (comutatorul pe poziția 2) este arătată în fig. 18.7, *c*.

Este vizibilă îmbunătățirea liniarității.

În fig. 18.8 sînt prezentate oscilogramele formelor de undă ale intrării și ieșirii amplificatorului de putere, cu și fără reacție, presupunînd în ambele cazuri intrarea sinusoidală.

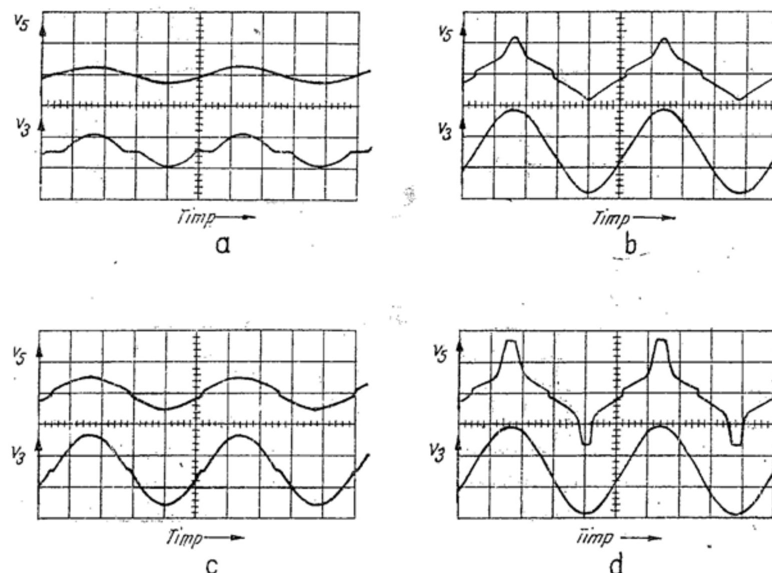


Fig. 18.8. Oscilograma arătînd efectul reacției asupra distorsiunilor etajului de ieșire: *a* – fără reacție; *b* – reacție medie; *c* – reacție puternică; *d* – aceeași reacție ca la (*c*) dar cu un semnal de intrare mai mare.

Distorsionarea semnalului de ieșire, atît de clară în fig. 18.8,*a*, aproape a dispărut în fig. 18.8 *c*. Pentru a produce acest semnal aproape sinusoidal la ieșire, a fost necesară o schimbare substanțială a tensiunii de intrare v_5, așa cum se poate constata din figură. Deoarece *neliniaritatea amplificatorului a_2 este încă prezentă*, a fost necesar să se *predistorsioneze* forma de undă la intrarea lui a_2, pentru a obține un semnal la ieșire aproape sinusoidal. Acest fapt are consecințe importante pentru proiectarea unui amplificator de semnal mic care comandă amplificatorul de putere: etajul de ieșire al amplificatorului de excitație trebuie proiectat în așa fel încît să manipuleze amplitudini de semnal mult mai mari decît cele normale pentru a permite această predistorsiune.

Se observă că în fig. 18.8, *d* amplificatorul de putere a fost condus la saturație. Amplificatorul de semnal mic încearcă să compenseze acest fapt, dar, în final, se saturează și el. (Pentru detalii asupra folosirii acestui circuit pentru o demonstrație experimentală de curs (v. § 18.8.2).

18.1.5. Rezumat

S-a văzut că atunci cînd se aplică reacţia negativă, amplificatorul este desensibilizat, ceea ce înseamnă că se obţine o amplificare mult mai constantă ca anterior, zgomotele sînt suprimate în anumite condiţii, iar distorsiunile sînt reduse.

Se va arăta, de asemenea, că banda amplificatorului se lărgeşte şi impedanţele de intrare şi ieşire sînt modificate.

Toate aceste avantaje sînt obţinute cu un preţ; amplificarea de tensiune se reduce direct proporţional cu desensibilizarea. Cu toate acestea, amplificarea de tensiune se obţine de obicei cu uşurinţă şi de aceea, este convenabil să se sacrifice amplificarea de tensiune în favoarea desensibilizării. Există considerente practice care susţin cele afirmate pînă în acest moment. În primul rînd, reacţia stabilizează amplificarea şi reduce distorsiunile, deoarece amplificarea depinde acum de proprietăţile anumitor componente pasive ale reţelei şi în mică măsură de parametrii componentelor active. Aceste componente pasive sînt mult mai „ideale" decît dispozitivele active cum ar fi tranzistoarele; ele sînt mult mai liniare şi mai constante în valoare, faţă de schimbările de temperatură, umiditate, curenţii la care se operează şi alţi factori similari.

În al doilea rînd, amplificarea de tensiune se obţine cu uşurinţă, în timp ce capacitatea de manipulare a puterii este redusă. Etajele care nu au drept sarcină majoră manipularea puterii pot fi făcute să lucreze liniar şi pot fi scoase de sub influenţa semnalelor parazite, cum ar fi zgomotul de reţea al sursei de alimentare, într-o mai mare măsură decît etajele de putere. De aceea este de dorit să se mărească amplificarea de tensiune adăugînd un etaj cu tranzistor de joasă putere, dacă o astfel de modificare va îmbunătăţi proprietăţile părţii din circuit care controlează puterea.

18.2. CELE PATRU TOPOLOGII DE BAZĂ DE CIRCUITE CU REACŢIE

În paragrafele precedente au fost studiate proprietăţile de bază ale amplificatoarelor cu reacţie folosind scheme-bloc simple. În cele ce urmează se va face legătura între aceste scheme-bloc şi circuitele reale cu tranzistoare şi se vor dezvolta căile de identificare ale funcţiilor de transfer a şi f prin examinarea circuitului. Este de dorit, să se introducă efectele capacitive pentru a discuta răspunsul în frecvenţă al amplificatoarelor cu reacţie şi de aceea, calculele care se vor face în continuare vor presupune că tensiunile şi curenţii sînt mărimi complexe, adică se plasează în *domeniul frecvenţelor*.

Aşadar se va presupune în continuare că toate amplificatoarele lucrează liniar. Referitor la amplificare (sau atenuare), procesele avînd la bază două

semnale, sînt reprezentate de schema-bloc a reacţiei (fig. 18.1, *a*). Acestea sînt *eşantioane* ale tensiunii sau curentului de ieşire care aplică un semnal atenuatorului de precizie, iar *compararea* de la intrare, fie de tensiune, fie de curent, este folosită pentru a determina un semnal care se aplică amplificatorului de bază. Reiese că schema-bloc generală poate fi realizată cu circuite cu tranzistoare în patru forme distincte, indentificabile topologic. Acestea sînt prezentate în fig. 18.9, *a*,*b*,*c* şi *d*. Cînd se iau în considerare circuite reale, rezultă a fi mult mai uşor să se facă diferenţierea între aceste tipuri, folosind *topologia circuitului*, decît a se decide care sînt variabilele eşantionate sau comparate. Aşadar atenţia cititorului va fi concentrată asupra conectării sursei de semnal, amplificatorului şi reţelei de reacţie pentru intrare şi a sarcinii, amplificatorului şi reţelei de reacţie pentru ieşire.

În fig. 18.9, *a* şi *b*, topologia circuitului este de tip *buclă*, adică, sursa de semnal, amplificatorul de bază şi reţeaua de reacţie sînt conectate *în buclă*, de către comparator. Pe de altă parte, în fig. 18.9, *c* şi *d*, topologia circuitului de intrare este de tip *nod*, deoarece sursa de semnal, amplificatorul de bază şi reţeaua de reacţie sînt conectate împreună între *aceleaşi noduri*. În funcţie de alegere, se utilizează teorema Thévenin a sursei de tensiune echivalente, sau, respectiv, teorema Northon a sursei de curent echivalente. Folosirea acestor teoreme, deşi neesenţială, va uşura analiza ulterioară.

În mod similar, există două metode topologice distincte referitoare la eşantionarea semnalului de la ieşirea amplificatorului. În fig. 18,9, *a* şi *d*, topologia este de tip *buclă*, ceea ce înseamnă că sarcina amplificatorului de bază şi reţeaua de reacţie sînt conectate în *buclă*. În aceste cazuri reţeaua de reacţie eşantionează *curentul* de ieşire (sau sarcină). În fig. 18.9, *b* şi *c* topologia este de tip *nod* deoarece sarcina, ieşirea amplificatorului şi reţeaua de reacţie sînt conectate între *aceleaşi noduri*. În aceste cazuri reţeaua de reacţie eşantionează *tensiunea* de ieşire (sau sarcină). Este important ca aceste identificări să fie realizate la începutul oricărei analize sau proiectări, deoarece caracteristicile de bază ale amplificatorului cu reacţie, cum ar fi impedanţele de intrare şi ieşire depind în mod critic de tipul comparaţiei şi/sau de tipul eşantionării folosite.

Exemplele de amplificatoare cu tranzistoare care corespund fidel fiecăreia din cele patru configuraţii cuadripol din fig. 18.9, sînt prezentate în fig. 18.10. Odată identificate terminalele sursei, intrările amplificatorului de bază şi ale reţelei de reacţie[1], se poate decide dacă compararea este de tip buclă sau nod. Similar, odată identificată sarcina şi ieşirile amplificatorului de bază şi ale reţelei de reacţie, se poate decide dacă eşantionarea este de tip buclă sau nod. Deşi identificarea tipului de topologie este suficient de clară în fig. 18.10, numai fig. 18.10, *c*, prezintă o uşoară

[1] În teoria prezentată aici se desemnează capătul dinspre sursă al reţelei de reacţie ca intrare, iar cel dinspre sarcină ca ieşire, deşi, de fapt, semnalul trece prin reţeaua de reacţie de la dreapta către stînga (*NA*).

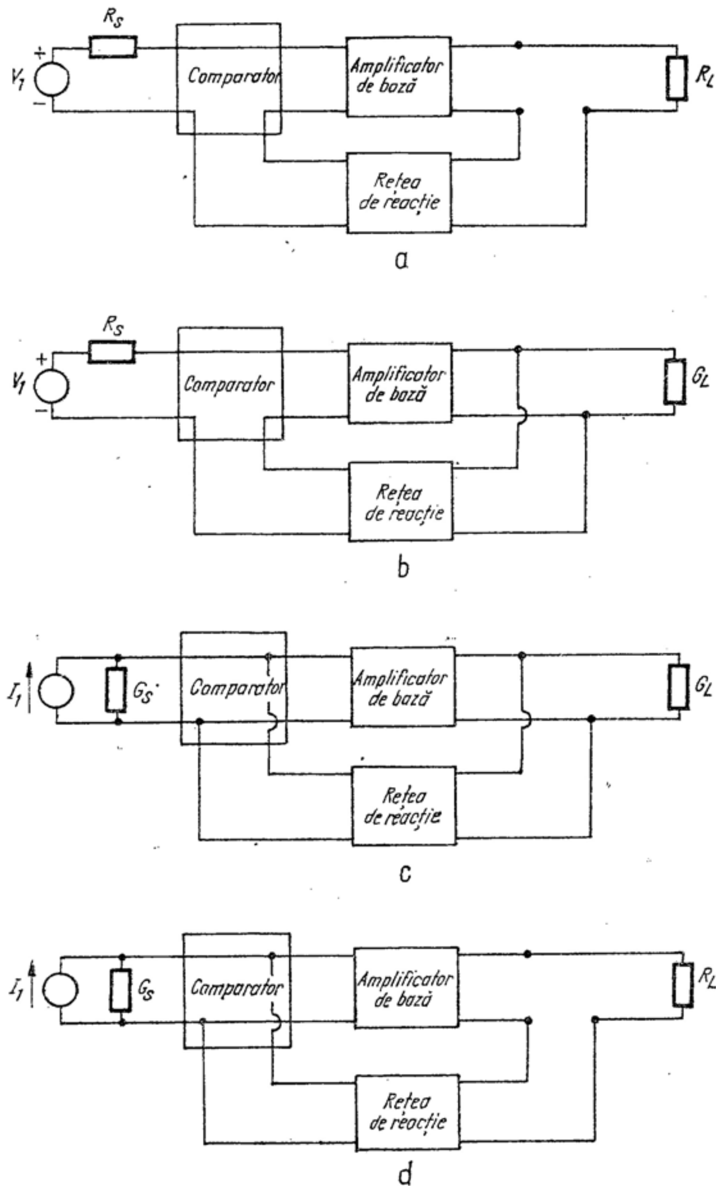


Fig. 18.9. Cele patru configurații de cuadripol pentru un amplificator cu reacție. Polaritățile arată direcțiile normale de referință pentru tensiunile terminalelor la capete. Aceste configurații sînt cîteodată menționate în literatură cu numele: serie-serie, serie-șunt, șunt-șunt, șunt-serie:

a – comparare pe buclă, eșantionare pe buclă; *b* – comparare pe buclă, eșantionare în nod; *c* – comparare în nod, eșantionare în nod; *d* – comparare în nod, eșantionare pe buclă.

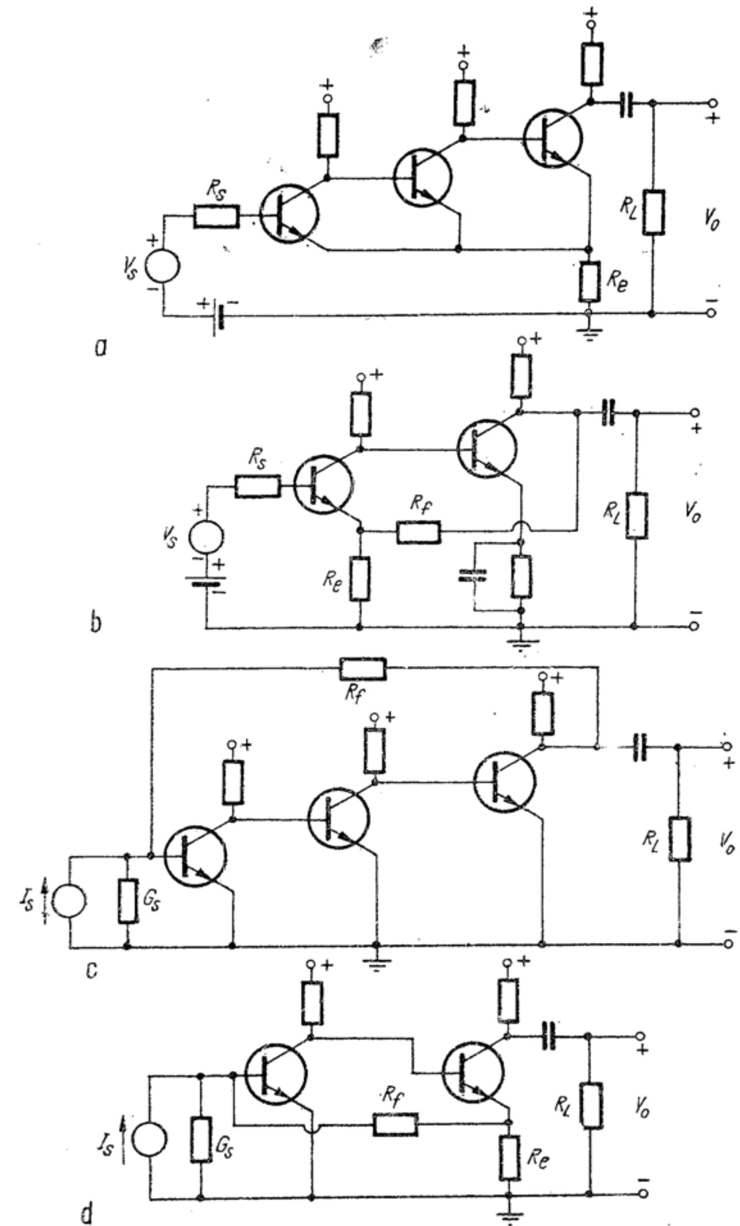


Fig. 18.10. Exemple de amplificatoare cu reacție cu tranzistoare care corespund îndeaproape configurațiilor de cuadripol din fig.18.9:

a – comparare pe buclă, eșantionare pe buclă; *b* – comparare pe buclă, eșantionare în nod; *c* – comparare în nod, eșantionare în nod; *d* – comparare în nod, eșantionare pe buclă.

ambiguitate față de reprezentarea similară din fig. 18.9. Totuși, după cum se va vedea ulterior, dacă se fac anumite presupuneri, circuitele din fig.18.10 se reduc la cele corespunzătoare din fig. 18.9.

Deși discuția din acest capitol este limitată la cele patru configurații de bază, ale amplificatoarelor cu reacție, este important să se rețină că în practică pot fi folosite combinații de două sau mai multe configurații. Mai mult, adesea este de dorit să se folosească o configurație de reacție „încuibărită", în care „amplificatorul de bază" însuși este compus din mai multe amplificatoare de bază și dintr-o rețea de reacție.

18.3. ANALIZA ȘI PROIECTAREA CIRCUITELOR PE BAZA COMPARĂRII ȘI EȘANTIONĂRII NODURILOR

Odată suprimat efectul încărcării amplificatorului de bază de către rețeaua de reacție (atenuatorul de precizie), este posibil să se facă o distincție clară între amplificatorul de bază și rețeaua de reacție, așa cum s-a arătat în fig. 18.1, *a* și *b*. Totuși, în multe circuite de amplificatoare cu reacție, elementele pasive ale rețelei de reacție reprezintă impedanțe importante conectate în serie sau în paralel cu amplificatorul de bază. Așadar, nu mai este posibil să se considere amplificatorul de bază ca un „bloc" a cărui amplificare este complet independentă de elementele pasive ale rețelei de reacție. Desigur, se poate analiza orice circuit cu reacție prin aplicarea directă a teoremelor lui Kirchhoff pentru tensiuni și curenți, ignorînd aspectele specifice introduse de reacție. Reacția este extrem de utilă, dar nu absolut esențială. Se recurge la astfel de metode de analiză directă pentru a verifica soluțiile aproximative, în anumite cazuri dificile. Este mai bine totuși să se identifice un *circuit a* și *un circuit f* ale căror funcții de transfer se pot utiliza în relația :

$$A = \frac{a}{1 + af}. \qquad (18.17)$$

O astfel de identificare poate fi realizată pe baza a trei presupuneri de bază referitoare la parametrii rețelei. Mai mult, este posibil să se identifice prin inspectare, acea parte a amplificatorului cu reacție care formează circuitul *a*. Acesta este punctul central de la care pornește analiza și proiectarea rapidă a circuitelor cu reacție.

18.3.1. Analiza cu ajutorul cuadripolilor

În continuare, se vor identifica funcțiile de transfer *a* și *f* pentru cele patru configurații simple de circuit reprezentate în fig. 18.9 sau 18.10 — și anume circuitul avînd comparare în nod și eșantionare în nod (fig. 18.9, *c* sau 18.10 *c*). Se preferă să se facă identificarea pentru reprezentarea generală sub formă de cuadripol din fig. 18.9, *c*, mai degrabă decît utilizînd un amplificator specific, cum ar fi cel din fig. 18.10, *c*. Se va adopta următoarea procedură :

1. Se evaluează amplificarea globală a rețelei generale din fig. 18.9, *c* punînd rezultatul sub „forma reacției" (ecuația 18.17).

2. Se identifică din acest rezultat funcțiile de transfer *a* și *f*.

3. Se fac aproximări adecvate în așa fel încît *a* și *f* să capete interpretări simple în formă de circuit, deci pentru a putea determina *a* și *f* printr-o inspectare directă a circuitului, fără a dezvolta o analiză completă și laborioasă în fiecare caz.

Pentru a dezvolta o analiză generală, trebuie mai întîi să se decidă care din cele patru reprezentări în formă de cuadripol (y, z, h, g) a rețelelor liniare este cea mai adecvată pentru cuadripolul din fig. 18.9, *c*. Avînd comparare în nod, ar trebui selecționat modul de reprezentare în care sursa de semnal și elementele de intrare sînt conectate împreună la o pereche comună de noduri. În mod similar, avînd eșantionare în nod, trebuie folosită reprezentarea în formă de cuadripol în care ieșirile și sarcina sînt conectate la aceeași pereche de noduri. Descrierea în forma parametrilor y, implicînd folosirea admitanțelor de scurtcircuit y_i, y_o, y_f și y_r, întrunește aceste condiții. Pe această bază amplificatorul cu reacție „nod-nod" (fig. 18.9, *c* sau 18.10, *c*) poate fi privit ca o conectare în paralel a doi cuadripoli, ca în fig. 18.11. S-a adăugat al doilea indice parametrilor y, cu scopul de a face distincția între parametrii amplificatorului *a* și parametrii rețelei de reacție *f*.

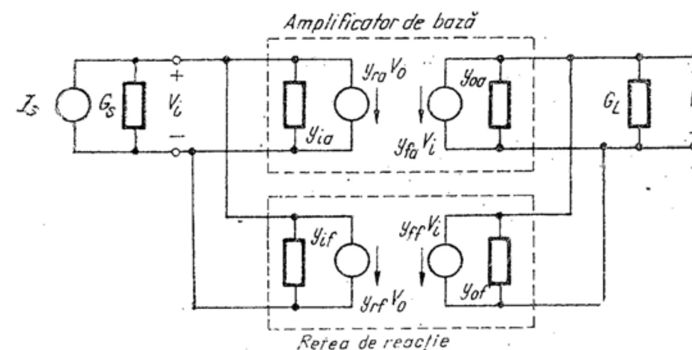


Fig. 18.11. Reprezentarea unui amplificator cu reacție cu eșantionare și comparare în nod, prin parametrii y.

Analiza circuitului din fig. 18.11 este simplă. Ecuațiile în noduri sînt :

$$I_S = (G_S + y_{ia} + y_{if})\,V_i + (y_{ra} + y_{rf})\,V_o; \tag{18.18a}$$

$$0 = (y_{fa} + y_{ff})\,V_i + (G_L + y_{oa} + y_{of})\,V_o. \tag{18.18b}$$

Pentru simplificare, se vor defini două admitanțe :

$$Y_i = G_S + y_{ia} + y_{if} \tag{18.19}$$

și

$$Y_o = G_L + y_{oa} + y_{of}. \tag{18.20}$$

Rezolvînd pentru a determina V_o și substituind ecuațiie (18.19) și (18.20) în relațiile (18.18) se obține :

$$\frac{V_o}{I_S} = \frac{-(y_{fa} + y_{ff})}{Y_i Y_o - (y_{fa} + y_{ff})(y_{ra} + y_{rf})}. \tag{18.21}$$

Această ecuație poate fi pusă în „forma reacției" (ecuația 18.17), în moduri diferite, dar rezultatul cel mai folositor pentru scopul urmărit se obține împărțind numărătorul și numitorul relației 18.21 prin produsul $Y_i Y_o$:

$$\frac{V_o}{I_S} = \frac{\dfrac{-(y_{fa} + y_{ff})}{Y_i Y_o}}{1 + \dfrac{-(y_{fa} + y_{ff})}{Y_i Y_o}(y_{ra} + y_{rf})}. \tag{18.22}$$

Această relație capătă forma (18.17), dacă se fac următoarele identificări :

$$a = -\frac{y_{fa} + y_{ff}}{Y_i Y_o} \tag{18.23}$$

și

$$f = y_{ra} + y_{rf}. \tag{18.24}$$

Se pot obține interpretări concrete pentru a și f, numai dacă se fac trei aproximații rezonabile pentru cazurile practice. Mai întîi, trebuie presupus că întreaga amplificare este realizată de către amplificatorul de bază și nu de către rețeaua de reacție. Această presupunere este justificată, deoarece amplificatorul este proiectat să aibă o amplificare substanțială în timp ce rețeaua de reacție este un atenuator pasiv. Referitor la parametrii y, aceasta implică relația :

$$|y_{fa}| \gg |y_{ff}|. \tag{18.25}$$

În al doilea rînd trebuie presupus că cea mai mare parte a semnalului aplicat de la ieșire către intrare trece prin rețeaua de reacție și nu înapoi, prin amplificatorul de bază. În funcție de parametrii y, acest fapt implică următoarea condiție pentru parametrii de transfer invers y_{ra} și y_{rf}:

$$|y_{ra}| \ll |y_{rf}|. \tag{18.26}$$

A treia condiție, necesară în paragraful următor, este ca amplificatorul de bază să fie suficient de unilateral, astfel încît schimbările admitanței sale de sarcină, să nu afecteze în mod sensibil admitanța de intrare (aceeași condiție cerută în § 17.14 la amplificatoarele acordate). Așadar în termenii parametrilor y,

$$|y_{fa} y_{ra}| \ll |Y_i Y_o|. \tag{18.27}$$

Cînd se aplică restricțiile din ecuațiile (18.25) și (18.26) în ecuațiile (18.22) (18.23) și (18.24) se obține :

$$\frac{V_o}{I_S} = A \approx \frac{\dfrac{-y_{fa}}{Y_i Y_o}}{1 + \left(\dfrac{-y_{fa}}{Y_i Y_o}\right) y_{rf}}. \tag{18.28}$$

În consecință, comparînd cu ecuația 18.17 :

$$a \approx \frac{-y_{fa}}{Y_i Y_o} = \frac{-y_{fa}}{(G_S + y_{ia} + y_{if})(G_L + y_{oa} + y_{of})}; \tag{18.29}$$

$$f \approx y_{rf} \tag{18.30}$$

Se observă că, deși anumiți parametri ai rețelei de reacție, y_{if} și y_{of}, sînt prezenți în funcția de transfer a, funcția de tranfer f depinde numai de

parametrii atenuatorului pasiv. Din § 18.1 reiese clar că pentru o funcţionare corectă a amplificatorului cu reacţie, *circuitul f trebuie să aibă această proprietate.*

18.3.2. Reprezentările sub formă de circuit pentru *a* şi *f*

Pentru a evita calcularea parametrilor y pentru fiecare din circuitele luate în considerare. este necesar să se găsească interpretări simple pentru funcţiile de transfer a şi f specificate prin ecuaţiile (18.29) şi (18.30). Se observă că circuitul reprezentat în fig. 18.21, *b* are o funcţie de transfer egală cu :

$$\frac{V'_o}{I_S} = \frac{-y_{fa}}{Y_i Y_o - y_{fa} y_{ra}} \tag{18.31}$$

(aceasta se determină fie prin calcul direct, fie prin egalarea cu zero a mărimilor y_{ff}, şi y_{rf} în ecuaţiile 18.18 şi 18.21). Aşadar, amplificatorul este suficient de unilateral, astfel încît termenul $y_{fa} y_{ra}$ de la numitor poate fi neglijat, adică este satisfăcută ecuaţia 18.27. Se reaminteşte, din cadrul discuţiei de la amplificatoarele acordate, că produsul $y_{fa} y_{ra}$ este, de obicei, mai mic pentru un număr oarecare de etaje în cascadă, decît pentru oricare etaj individual.

Comparînd circuitul din fig. 18.12, *b* cu circuitul amplificatorului cu reacţie complet, redesenat în fig. 18.12, *a*, se pot deduce reguli simple de formare a circuitului *a* pentru orice amplificator cu reacţie care prezintă comparare şi eşantioanare în nod.

1. Se identifică diferitele părţi componente ale amplificatorului cu reacţie : sursa de semnal, amplificatorul de bază şi reţeaua de reacţie, după cum s-a discutat în § 18.2.
2. Se formează circuitul *a* completînd amplificatorul de bază cu elementele y_i şi G_s la intrare şi y_o şi G_L la ieşire. Aceasta *înseamnă că toate efectele de încărcarcare ale sursei, reţelei de reacţie şi sarcinii sînt asociate cu circuitul a.*

Această completare a amplificatorului de bază poate fi realizată fără calculul parametrilor y şi de fapt, fără nici un calcul. În mod concret, încărcarea nodului de *intrare* a circuitului *a*, produsă de sursă, de amplificatorul de bază şi de reţeaua de reacţie reprezintă ceea ce rămîne după *punerea la masă a nodului de ieşire* a amplificatorului de bază pentru a anula reacţia. Similar, încărcarea nodului de *ieşire* al circuitului *a*, produsă de sarcină, amplificatorul de bază şi de reţeaua de reacţie, reprezintă ceea ce rămîne după *punerea la masă a nodului de intrare* al amplificatorului complet cu reacţie, pentru a anula reacţia.

O proprietate importantă a acestei formulări pentru reacţie, este faptul că circuitul *a* conţine amplificatorul de bază *fără modificări*. Aşadar,

formularea circuitului *a* se reduce la adăugarea, la amplificatorul de bază existent, a anumitor admitanţe, în mod normal asociate cu reţeaua de reacţie. Această proprietate este prezentată în fig. 18.13, *a*.

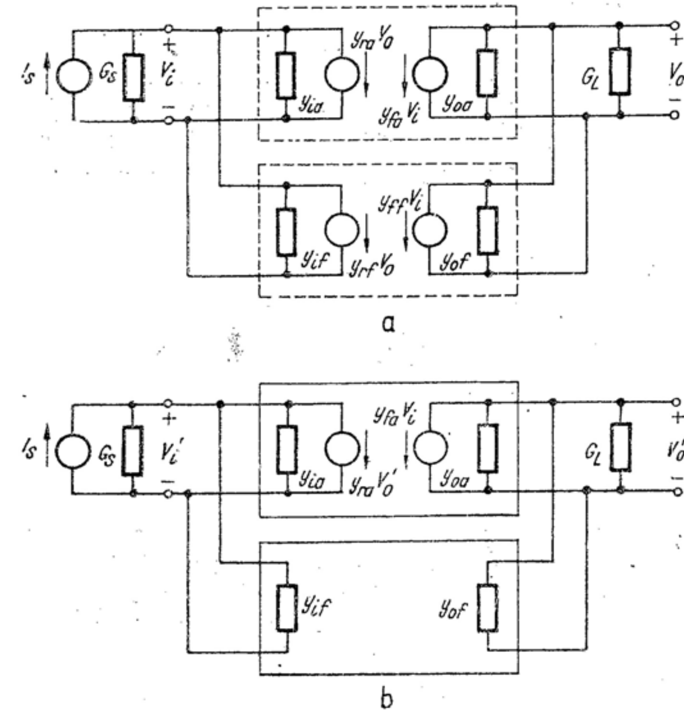


Fig. 18.12 Formarea circuitului *a* prin parametrii y:
a – amplificatorul cu reacţie complet reprezentat prin parametrii y; *b* – circuitul *a* corespunzător:

$$a = \frac{V'_o}{I_s} \approx \left(\frac{1}{y_{ia} + y_{if} + G_s}\right)\left(-y_{fa}\right)\left(\frac{1}{y_{oa} + y_{of} + G_L}\right)$$

Reiese a fi imposibil să se obţină o interpretare simplă pentru funcţia f similară cu cea dedusă pentru *a*. Problema este că, pe baza presupunerilor simplificatoare de la pag. 137, funcţia de transfer (ec. 18.30) este prin *definiţie* y_{rf}, admitanţa de transfer invers a reţelei de reacţie.

Deoarece efectele lui y_{if} şi y_{of} au fost luate în considerare prin includerea lor în circuitul *a*, circuitul f rezultă a fi o pură transadmitanţă, cu admitanţe de intrare şi ieşire egale cu zero. Este clar că nu există nici un element de reţea care să formeze o reacţie cu astfel de proprietăţi. Deci trebuie să ne mulţumim să calculăm y_{rf} pentru reţeaua de reacţie şi să reprezen-

tăm circuitul f ca sursă controlată $y_{rf}\ V'_o$ ca în fig. 18.13, *b*. Parametrul y_{rf} se calculează conform regulilor standard de calcul ale parametrilor y : se scurtcircuitează intrarea reţelei de reacţie, se aplică o sursă de tensiune la ieşire V'_o şi se calculează curentul I_t care *intră* în intrarea scurtcircuitată, după cum este ilustrat în fig. 18.13, *b*.

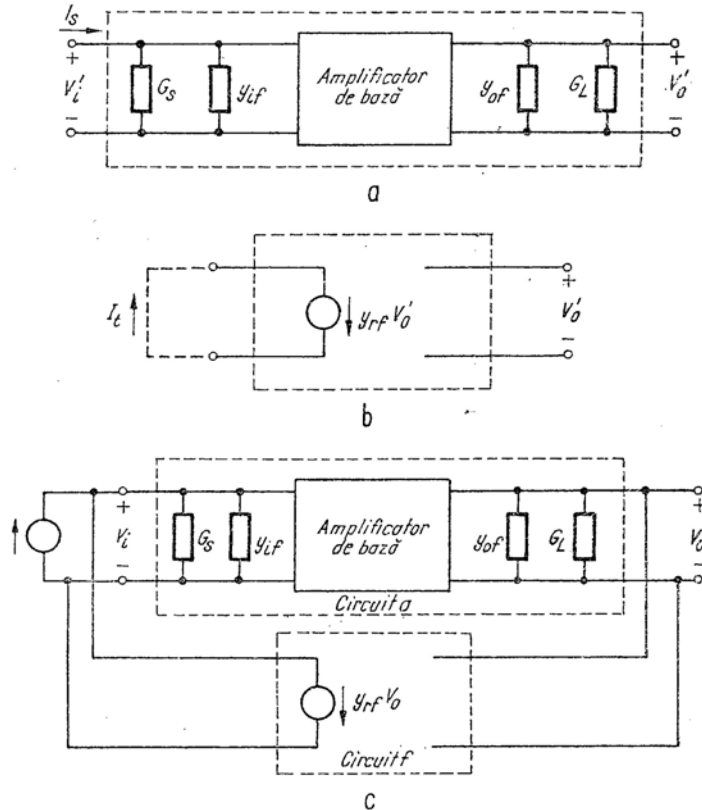


Fig. 18.13. Formarea circuitelor a şi f:

a — circuitul a ; $a = V'_o/I_S$; b — circuitul f, $f = I_t/V'_o$; c — amplificatorul complet cu reacţie.

Circuitele a şi f din fig. 18.13, *a* şi *b* au fost reconectate în fig. 18.13, *c* pentru a reface amplificatorul cu reacţie complet. Se observă că datorită felului în care a fost definit circuitul f, el nu încarcă circuitul a în nici un fel şi nici funcţia de transfer a circuitului f nu este afectată de efectele de încărcare a circuitului a. Deci, formînd circuitele a şi f în maniera par-

ticulară prezentată mai sus, de fapt s-a transformat circuitul general al amplificatorului cu reacţie nod-nod, într-o formă *care poate fi din nou descrisă prin schemele-bloc originale din fig. 18.1*.

18.3.3. Exemplu de proiectare

Se vor aplica, acum, rezultatele acestea unui circuit cu reacţie particular arătat în fig.18. 14,*a* (în esenţă o repetare a fig. 18.10). Circuitul echivalent de semnal mic la frecvenţe medii este reprezentat în fig. 18. 14, *b*). Se observă că, în concordanţă cu cerinţele topologiei în nod, sursa de semnal a fost transfigurată prin teorema Northon.

Se va urmări procedura schiţată în § 18.3.2 pentru a determina circuitul a, incluzînd în acest circuit rezistenţa sursei, sarcina G_L şi amplificatorul cu tranzistoare, (fig. 18. 14, *c*). Efectul de încărcare al reţelei cu reacţie la intrarea circuitului a, se găseşte scurtcircuitînd nodul de ieşire la masă, (în fig. 18.14, *b*) ; în acest fel se vede conductanţa G_f din nod către masă.

Într-o manieră similară, se găseşte încărcarea de la ieşire scurtcircuitînd nodul de intrare la masă (fig. 18.14, *b*) deci apare conductanţa adiţională G_f în paralel cu ieşirea circuitului a. Amplificarea la semnal mic a circuitului a :

$$a = \frac{V'_o}{I},$$

poate fi acum calculată prin inspectare.

Funcţia de transfer se calculează prin scurtcircuitarea nodului de intrare la masă (fig. 18.14 *b*) şi prin aplicarea unei surse de tensiune V'_o la nodul de ieşire, aşa cum se arată în fig. 18.14,*d*. Pentru acest circuit :

$$f = \frac{I_T}{V'_o} = -G_f\ . \qquad (18.32)$$

Circuitul f obţinut, este reprezentat în fig. 18.14, *e*. Aceste rezultate pot fi verificate cu uşurinţă prin calcul direct (v. problema 18.2).

În continuare, se va lua în consideraţie proiectarea unui amplificator cu reacţie de tipul celui reprezentat în fig. 18.14, *a*, avind o amplificare de tensiune cu *bucla închisă* V_o/V_s de -100 şi o desensibilizare, a schimbărilor parametrilor amplificatorului de bază de aproximativ 70. Se consideră $R_s = 50\,\Omega$. Mai întîi, trebuie traduse aceste specificaţii în termenii ceruţi de A, f şi a. Pentru acest tip de reacţie A nu este amplificarea de tensiune, ci transimpedanţa :

$$A = \frac{V_o}{I_S} = \frac{a}{1 + af}. \qquad (18.33)$$

Deci

$$A = \frac{V_o}{V_S\, G_S} = -100 \times 50 = -5000\,\Omega.$$

Din ecuaţia 18.7, desensibilizarea este $1 + af$, cu valoarea 70. Deci, din ecuaţia (18.33), amplificarea amplificatorului de bază, adică transimpedanţa este :

$$a = \frac{V'_o}{I_s} = A\,(1 + af) \approx (-5000)\,(70) = -350\ \text{k}\Omega.$$

Aceasta corespunde unei amplificări de tensiune a amplificatorului a de:

$$\frac{V_o'}{V_S} = \frac{V_o'}{I_S R_S} = \frac{-350\ \text{k}\Omega}{0{,}05\ \text{k}\Omega} = -7000.$$

Altă alternativă de calcul ar fi:

$$\frac{V_o'}{V_S} = \frac{V_o}{V_S}(1 + af) = (-100)(70) = -7000.$$

De asemenea, din ecuația (18.33), deoarece a este mare, funcția de transfer a rețelei de reacție trebuie să fie:

$$f \approx \frac{1}{A} = \frac{1}{-5000\ \Omega} = -0{,}2\ \text{mS}$$

sau mai exact,

$$f = \frac{70 - 1}{-350\ \text{k}\Omega} = 0{,}197\ \text{mS}.$$

Avînd toți parametrii amplificatorului de bază definiți, se poate trece la peroiectarea de detaliu.

În acest exemplu, valoarea lui G_f este determinată de f (v. ecuația 18.32):

$$G_f = -f = 0{,}2\ \text{mS}.$$

Parametrii amplificatorului de bază pot fi aleși pe baza circuitului echivalent de semnal mic al circuitului a (fig. 18.14, c). Amplificarea unui astfel de circuit a fost calculată în § 16.1.1 (v. ec. 16.2), cu excepția modificărilor minore introduse în acest caz de apariția lui G_f în paralel cu G_s la intrare și cu G_L la ieșire. Proiectarea acestui amplificator, pentru o amplificare impusă a fost discutată în § 16.12 astfel încît nu va mai fi repetată aici. De fapt, proiectarea celor trei etaje, schițată în acel paragraf, urmărește îndeaproape condițiile prezentate.

Folosind ecuația 16.2 (modificată pentru a include efectul lui G_f), valorile parametrilor din tabelul 16.1 (v. pag. 53 și valorile rezistențelor $R_{L1} = 500\ \Omega$, $R_{L2} = 200\ \Omega$, $R_L = 100\ \Omega$, $R_{L3} \gg R_L$, $G_f = 0{,}2$ mS, se obține:

$$a = \frac{V_o'}{I} = -354\ \text{k}\Omega.$$

(v. problema P.18.3). Aceasta completează proiectarea la frecvențe medii [1].

[1] Deși calculele de mai sus sînt corecte, atît de departe cît merg, se va vedea în cap. 19 că dacă se folosesc trei tranzistoare identice, amplificatorul cu reacție proiectat aici este instabil. Deci, funcția de transfer prezintă poli în semiplanul drept, deci moduri de creștere naturală, exponențială. (NA)

Pentru a verifica această proiectare, se calculează desensibilizarea și amplificarea globală care se realizează cînd rezistența de 5 kΩ este conectată de la ieșirea către intrarea amplificatorului de bază, cum se arată în fig. 18.14, a.

Desensibilizarea este:

$$1 + af = 1 + (-354)(-0{,}2) = 71{,}8,$$

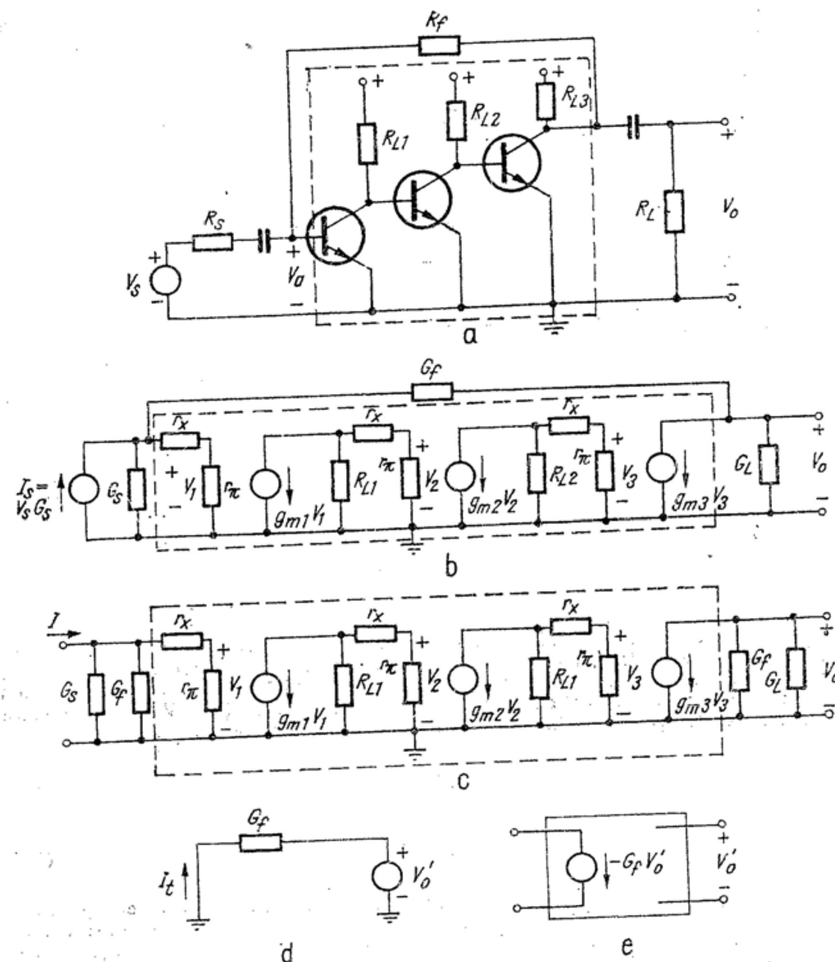


Fig. 18.14. Amplificator cu reacție cu comparare în nod și eșantionare în nod. Zona hașurată indică amplificatorul de bază:

a – schema de principiu; b – circuitul echivalent la frecvențe medii presupunînd $R_3 >> R_L$; c – circuitul a; d – circuitul pentru calculul lui f; e – circuitul f.

iar amplificarea globală cu reacție :

$$A = \frac{-354}{71,8} = -4,92\ \mathrm{k\Omega}.$$

Se observă că, deoarece s-a folosit comparare și eșantionare în nod, funcția de transfer care se stabilizează prin reacție este transimpedanța V_o/I_S și nu amplificarea de tensiune V_o/V_S. Dacă R_S este un parametru stabil, amplificarea de tensiune este stabilizată deoarece :

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{V_o}{R_S I_S} = \frac{A}{R_S}. \tag{18.34}$$

În acest exemplu, amplificarea de tensiune este :

$$\frac{V_o}{V_S} = AG_S = (-4,94)\,(20) \simeq -99.$$

Ecuația (18.34) se combină cu relația :

$$A \approx \frac{1}{f} = -R_f, \tag{18.35}$$

și scoate la iveală un punct de vedere, adesea foarte folositor pentru calcularea amplificării globale de tensiune. Se observă din ecuațiile (18.34) și (18.35) că aceasta este exprimată de raportul a două rezistențe :

$$\frac{V_o}{V_S} \approx -\frac{R_f}{R_s}. \tag{18.36}$$

Valabilitatea acestei relații simple poate fi văzută din fig. 18.14, *a*. Datorită faptului că amplificatorul de bază cu trei etaje are o amplificare de tensiune foarte mare, tensiunea V_a de pe baza primului tranzistor trebuie să fie foarte mică : de ordinul fracțiunilor de milivolt dacă V_o este de ordinul cîtorva volți. Dacă amplificatorul are o reacție substanțială. V_a va fi de asemenea mult mai mică decît V_S. Așadar, într-o primă aproximație se presupune :

$$V_a \approx 0. \tag{18.37}$$

Deci,

$$I_{b1} \approx 0. \tag{18.38}$$

Tensiunea V_o trebuie să se autoregleze pentru a satisface aceste condiții. Din ecuația (18.37)$_f$ căderea de tensiune pe rezistența R_S trebuie să fie V_S, iar căderea de tensiune pe rezistența R_f trebuie să fie V_o. De asemenea, deoarece $I_{b1} \approx 0$ curenții prin aceste două rezistențe trebuie să fie egali și de sensuri contrare :

$$\frac{V_S}{R_S} = -\frac{V_o}{R_f}. \tag{18.39}$$

Ecuația este echivalentă cu ecuația (18.36). Această tratare simplificată este utilă în mod special pentru abordarea amplificatoarelor operaționale (v. fig. 16.16), deoarece aceste amplificatoare au adesea amplificări de tensiune de 10^5 și 10^6. În plus, adesea, ele au impedanță de ieșire suficient de mică astfel încît efectul de încărcare produs de rețeaua de reacție să poată fi neglijat (v. problemele P.18.22 și P.18.25).

18.3.4. Transmisia pe buclă

Din paragraful precedent reiese clar că un parametru important în calculul amplificatoarelor cu reacție este desensibilizarea $1 + af$, care poate fi adesea aproximată prin af pentru desensibilizare mare. Din punct de vedere algebric, ultima expresie poate fi exprimată în funcție de parametrii y prin produsul ecuațiilor (18.29) și (18.30) :

$$af = \frac{V_o'}{I_S}\frac{I_t}{V_o'} = \frac{I_t}{I_S} = \frac{-y_{fa}}{(y_{ia}+y_{if}+G_S)\,(y_{oa}+y_{of}+G_L)}\,y_{rf} \tag{18.40}$$

Dar, din aceleași motive, este folositor să existe o interpretare de circuit a acestui produs, în plus față de circuitele existente pentru *a* și *f*. Deoarece circuitul *f* nu încarcă circuitul *a*, așa cum s-a arătat mai sus, este posibil să se pună în cascadă circuitele *a* și *f* pentru a obține o nouă rețea a cărei funcție de transfer este produsul funcțiilor de transfer individuale ca în ecuația (18.40). O astfel de conectare în cascadă este arătată în fig. 18.15, *a*. Așadar, funcția de transfer *af*, adesea numită *transmisia pe buclă*, este amplificarea de curent I_t/I_S, măsurată în condiția anulării reacției, prin deconectarea circuitului *f* de la intrarea amplificatorului și *scurtcircuitînd* terminalele, acum libere, ale circuitului *f*. Pentru a demonstra că nu este necesară aproape nici o modificare a circuitului pentru a face aceste calcule, s-a redesenat circuitul din fig. 18.15, *a* în fig. 18.15, *b*, readucînd parametrii *y* ai circuitului *f* la condiția originală. Se desprinde concluzia importantă că funcția de transfer I_t/I_S este aceeași pentru ambele circuite. Așadar, pentru a calcula funcția de transfer pe buclă a unui circuit de tip nod-nod, se folosește următorul procedeu :

1. Se deconectează circuitul de reacție de la nodul de intrare al amplificatorului.

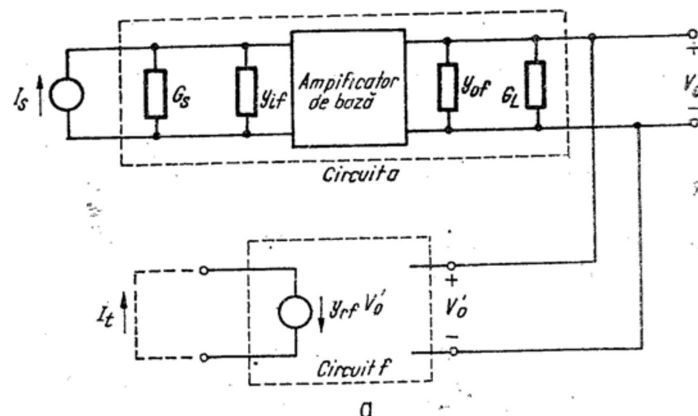
2. Se adaugă o admitanță y_{if} la intrarea amplificatorului.

3. Se scurtcircuitează terminalele de intrare ale rețelei de reacție și se calculează curentul care se scurge prin acest scurtcircuit ca răspuns la curentul de la intrarea amplificatorului I_S. Așa cum s-a arătat, atunci cînd transmisia pe buclă este pozitivă, sau cu alte cuvinte, cînd faza lui *a* este zero, reacția este prin definiție, reacție negativă.

Pentru a ilustra această metodă de determinare a transmisiei pe buclă se va calcula *af* pentru amplificatorul cu reacție proiectat în § 18.3.3. Plecînd de la circuitul echivalent la semnal mic pentru amplificatorul

complet, fig. 18.14, *b*, se construieşte circuitul pentru calcularea lui af (fig. 18.16), în următoarele trepte :

1. Se deconectează conductanţa de reacţie G_f de la intrarea amplificatorului şi se pune această rezistenţă la masă.



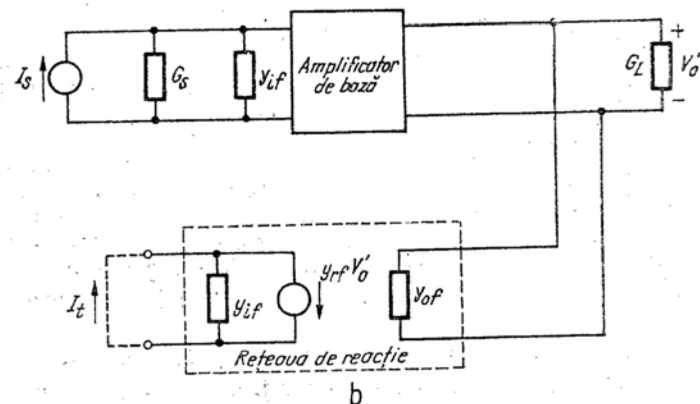


Fig. 18.15. Circuite pentru calcularea transmisiei pe buclă, a produsului af: *a* – calculul în funcţie de circuitele *a* şi *f*; *b* – calculul în funcţie de circuitul iniţial din fig. 18.12, *a*.

2. Se adaugă o conductanţă G_f în paralel cu intrarea amplificatorului.

Calculul lui I_t/I_s va fi identic cu produsul între a şi f obţinuţi separat în § 18.3.3 (v. problema P. 18.4).

18.3.5. Admitanţele de intrare şi ieşire

În afară de aspectele desensibilizării discutate în § 18.1, reacţia este adesea folosită pentru a modifica impedanţa de intrare sau ieşire existentă, a amplificatorului de bază. Reiese că efectul reacţiei asupra impedanţei de intrare este determinat de tipul comparării folosite, iar efectul reacţiei asupra impedanţei de ieşire este determinată de tipul eşantionării.

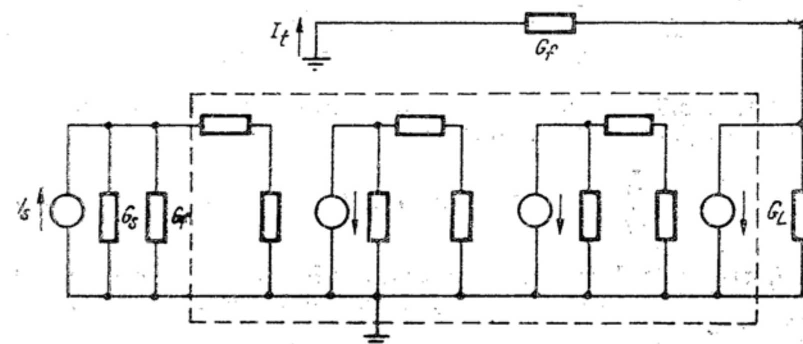


Fig. 18.16. Calculul lui af pentru circuitul din fig. 18.14.

Cea mai uşoară modalitate de a calcula admitanţa de intrare cu comparare în nod este aceea de a aplica o tensiune de test V_t la intrarea amplificatorului, şi să se calculeze curentul rezultant I_t. Fig. 18.17 reprezintă

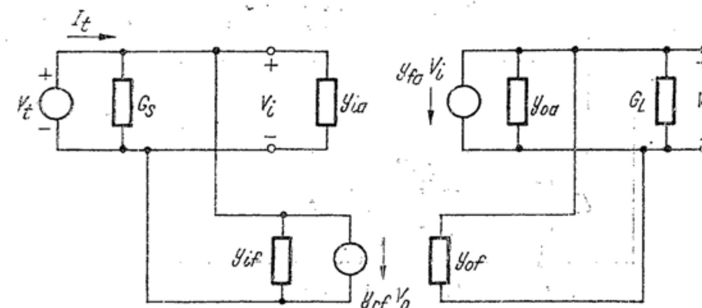


Fig. 18.17. Calculul admitanţei de intrare.

un circuit cu parametri y, adecvat calculelor. Se observă că, în concordanţă cu presupunerile anterioare, s-a neglijat y_{ra} şi y_{ff}. Pe baza acestor neglijări, curentul I_t este :

$$I_t = V_t\,(G_S + y_{ia} + y_{if}) + y_{rf}\,V_o. \tag{18.41}$$

Dar deoarece s-a neglijat y_{if}:

$$V_o = \frac{-y_{fa}V_i}{G_L + y_{oa} + y_{of}}. \tag{18.42}$$

Din ecuațiile (18.41) și (18.42) se determină curentul total de intrare I_t:

$$I_t = V_t\left(G_S + y_{ia} + y_{if} - \frac{y_{rf}\,y_{fa}}{G_L + y_{oa} + y_{of}}\right). \tag{18.43}$$

Așadar, admitanța de intrare a amplificatorului complet cu reacție este, din ecuațiile (18.43) și (18.40):

$$\frac{I_t}{V_t} = Y_{in} = (G_S + y_{if} + y_{ia})\,(1 + af). \tag{18.44}$$

Deci, admitanța de intrare este crescută de la valoarea pe care ar avea-o „fără reacție" (în sensul $y_{rf} = 0$) prin același factor $1 + af$ care reduce amplificarea.

Desigur, admitanța de intrare a sistemului amplificator este definită ca valoarea pe care o „vede" sursa, iar G_S este o parte componentă a sursei.

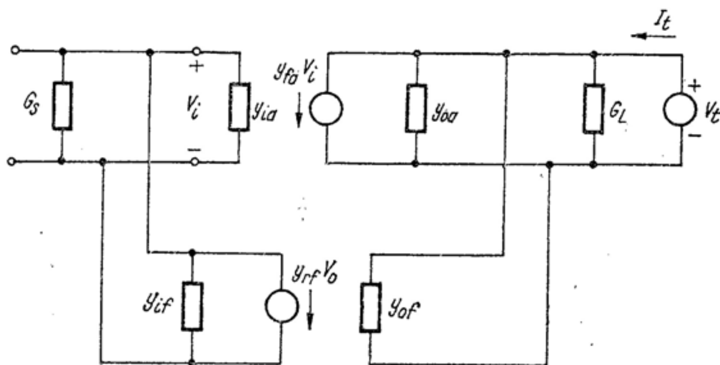


Fig. 18.18. Calculul admitanței de ieșire.

Astfel, ar trebui să se pună $G_S = 0$ în fig. 18.17 și ecuația (18.44) pentru a găsi valoarea adevărată a lui Y_{in} pentru sistemul amplificator individual. Dar se observă că G_S apare de două ori în ecuația (18.44), direct în primul factor și mascat în af, în factorul al doilea. Deci pentru a obține un răspuns corect prin această metodă, transmisia pe buclă trebuie recalculată pentru $G_S = 0$.

O cale mai simplă pentru a găsi admitanța de intrare a amplificatorului cu reacție individual, este de a extrage G_S din rezultatul dat prin ecuația 18.44.

Desigur, oricare metodă duce la același rezultat.

Pentru a calcula admitanța de ieșire, se aplică o tensiune V_t la terminalele de ieșire ca în fig. 18.18 și se determină curentul I_t rezultant la aceste terminale (v. problema P18.5). Rezultatul este:

$$I_t = V_t\left(y_{of} + y_{oa} + G_L - \frac{y_{rf}\,y_{fa}}{G_S + y_{ia} + y_{if}}\right) \tag{18.45}$$

și deci din ecuațiile (18.45), (18.29) și (18.30) admitanța de ieșire a amplificatorului complet este:

$$\frac{I_t}{V_t} = Y_{ies} = (G_L + y_{oa} + y_{of})\,(1 + af). \tag{18.46}$$

Deci și admitanța de ieșire este crescută de la valoarea „fără reacție" (în sensul $y_{rf} = 0$), prin același factor $1 + af$ care reduce amplificarea.

Admitanța de ieșire este definită în mod normal fără a se include G_L. Deci, G_L ar trebui să fie ori egală cu zero în ecuația (18.46) (și din nou, această operație trebuie efectuată și în af la fel ca în primul factor), ori scăzută din Y_{ies}, dat de ecuația (18.46).

Pentru a ilustra aceste aspecte, se va calcula impedanța de intrare și ieșire a amplificatorului proiectat în §18.3.3. Admitanța de intrare a circuitului a luat singur este, din fig. 18.14, c,

$$Y_{in\,a} = G_S + G_f + \frac{1}{r_x + r_\pi}$$

care, în această proiectare este, din § 18.3.3 și tabelul 16.1:

$$Y_{in\,a} = 20 + 0{,}2 + \frac{1}{2{,}5 + 0{,}2} = 20{,}58\ \text{mS}.$$

Astfel, admitanța de intrare cu reacție este modificată în concordanță cu ecuația (18.44):

$$Y_{in} = Y_{in\,a}\,(1 + af) = (20{,}58)(71{,}8) = 1480\text{mS}$$

sau

$$R_{in} = 0{,}675\ \Omega.$$

Această valoare a admitanței de intrare include și efectul lui G_S. Totuși, efectul de șuntare al lui G_S este foarte mic pentru acest exemplu. Admitanța de intrare a amplificatorului cu reacție considerat individual este:

$$Y = Y_{in} - G_S = 1460 \text{ mS}$$

sau

$$R = 0{,}685\ \Omega$$

(v. problema P18.6).

Admitanța de ieșire a circuitului a individual este (fig. 18.14, c);

$$Y_{ies\,a} = G_f + G_L = (0{,}2 + 10) = 10{,}2 \text{ mS}.$$

Deci, cu reacție, admitanța de ieșire este crescută conform ecuației (18.46) la:

$$Y_{ies} = Y_{ies\,a}(1 + af) = (10{,}2)(71{,}8) = 733 \text{ mS}$$

sau

$$R_{ies} = 1{,}36\ \Omega.$$

Admitanța de ieșire a amplificatorului considerat fără sarcina G_L este:

$$Y = Y_{ies} - G_L = 733 - 10 = 723 \text{ mS}$$

sau

$$R = 1{,}38\ \Omega.$$

18.3.6. Rezumat

Înainte de a se discuta celelalte trei tipuri de bază ale reacției, se vor rezuma cîteva aspecte importante, referitoare la aplicarea reacției la amplificatoare. În primul rînd, nu este posibil, în general, să se împartă un amplificator cu reacție cu tranzistoare în două blocuri *independente*, cu funcții de transfer independente, așa cum s-a procedat în exemplul idealizat în § 18.1 (de ex. v. fig. 18.1). Totuși, s-a arătat că se poate determina prin simplă inspectare un circuit a și un circuit f care au multe din proprietățile necesare pentru reprezentările din fig. 18.1. Circuitul a și f sînt, prin definiție acele circuite a căror funcție de transfer apare în expresia de bază a reacției:

$$A = \frac{a}{1 + af}.$$

Circuitul a conține partea care produce amplificarea amplificatorului complet, adică „amplificatorul de bază" din schema-bloc inițială din fig. 18.1. Dar circuitul a se deosebește de amplificatorul de bază ideal, prin faptul că a conține și efectele de încărcare produse de sursă, sarcina de ieșire și rețeaua de reacție. Deci, circuitul a depinde într-un grad mai mare sau mai mic de elementele rețelei de reacție.

Circuitul f apare ca fiind o sursă controlată pură, fără nici o rezistență adițională. Parametrul „cîștig" al acestei surse controlate depinde numai de elementele pasive ale rețelei de reacție și este *independent* de elementele active, nesigure, ale circuitului. Mai mult decît atît, deoarece circuitul f nu are pierderi, el nu încarcă circuitul a. Deci, circuitul f are cele două proprietăți importante ale atenuatorului de precizie din schema-bloc idealizată (fig. 18.1).

Dîndu-se un set de parametri de proiectare, de exemplu, amplificarea pe bucla închisă A și desensibilizarea $1 + af$, este relativ simplu să se determine valorile lui a și f cerute pentru a îndeplini cerințele. Mai întîi,

$$a = A(1 + af).$$

Dacă a este mare atunci

$$f \approx \frac{\text{desensibilizarea}}{a}.$$

18.4. ANALIZA ȘI PROIECTAREA CIRCUITELOR PRIN COMPARAREA ȘI EȘANTIONAREA BUCLELOR

Se va trata al doilea exemplu de amplificator cu reacție, care folosește comparare pe buclă și eșantionare pe buclă. Din fericire, se pot folosi extensiv parametrii y generali din § 18.3.1 și 18.3.2, deoarece, din punctul de vedere al rețelei, cazul de față, al reacției buclă-buclă, este în mod clar cazul *dual*[1)] al cazului nod-nod considerat în § 18.3.

Deci se poate reduce calculul matematic și să ne îndreptăm atenția asupra aspectelor noi, de a manipula un circuit real de acest tip, ca cel

1) v. lucrarea [18.1], pag. 42.

din fig. 18.10, a, cu ajutorul conceptelor reacției. De fapt, cititorul care este familiarizat îndeajuns cu teoria cuadripolilor liniari și principiul dualității, pentru a accepta o simplă schimbare de litere ($y \to z$), poate trece direct la § 18.4.2.

18.4.1. Analiza în termeni de cuadripol

Configurația de cuadripol adecvată pentru analiza circuitului cu reacție buclă-buclă din fig. 18.9, a este aceea care are curentul drept variabilă independentă, atît la intrare cît și la ieșire. Aceasta este formularea cu parametri z, adică folosind impedanțele de circuit deschis z_i, z_o, z_f și z_r. În fig. 18.19 sînt reprezentați doi cuadripoli z conectați în serie.

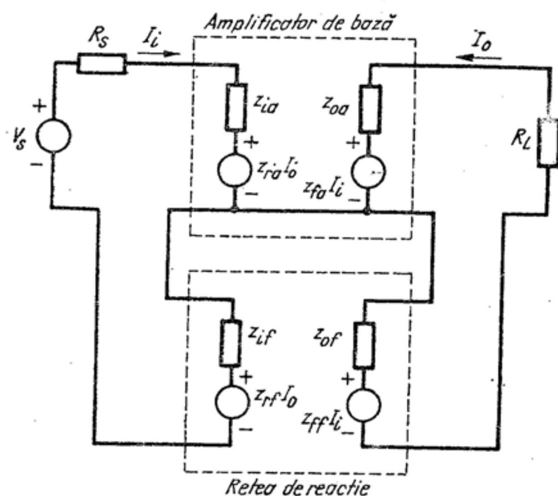


Fig. 18.19. Reprezentarea prin parametri z a unui amplificator cu reacție cu comparare pe buclă și eșantionare pe buclă.

Ca și înainte, se vor adăuga indicii suplimentari a și f pentru a face distincție între parametrii amplificatorului de bază și parametrii rețelei de reacție.

Se urmărește o procedură analogă aceleia din § 18.3.1, adică vom presupune că amplificatorul de bază produce toată amplificarea, adică:

$$|z_{fa}| \gg |z_{ff}| \tag{18.47}$$

iar rețeaua de reacție produce toată reacția:

$$|z_{ra}| \ll |z_{rf}|. \tag{18.48}$$

În sfîrșit, se va presupune că amplificatorul de bază este aproape unilateral:

$$|z_{fa} z_{ra}| \ll |Z_i Z_o| \tag{18.49}$$

unde:

$$Z_i = z_{ia} + z_{if} + R_S, \tag{18.50}$$

$$Z_o = z_{oa} + z_{of} + R_L. \tag{18.51}$$

Pentru a păstra topologia, trebuie folosită teorema Thévenin a sursei echivalente, o *sursă de tensiune* în serie cu R_S. De asemenea, avînd comparare pe buclă, trebuie calculat ***curentul*** de ieșire. Pe această bază se găsește:

$$A = \frac{I_o}{V_s} \approx \frac{\dfrac{-z_{fa}}{Z_i Z_o}}{1 + \left(\dfrac{-z_{fa}}{Z_i Z_o}\right) Z_{rf}}. \tag{18.52}$$

Deci:

$$a \approx \frac{-z_{fa}}{(z_{ia} + z_{if} + R_S)(z_{oa} + z_{of} + R_L)}; \tag{18.53}$$

$$f = z_{rf}. \tag{18.54}$$

(v. problema P 18.7).

18.4.2. Reprezentările în formă de circuit pentru a și f

Dacă amplificatorul de bază este suficient de unilateral pentru a satisface inegalitatea din ecuația (18.49), circuitul a arătat în fig. 18.20, a are o funcție de transfer a dată de ecuația (18.53) (v. problema P18.8). Deci regulile de formare ale circuitului a pentru un amplificator cu reacție de acest tip sînt:

1. Se identifică sursa, sarcina, amplificatorul de bază și rețeaua de reacție prin metodele discutate în § 18.2.

2. Se completează amplificatorul de bază cu toate efectele de încărcare ale sursei, sarcinii și rețelei de reacție. Pentru a determina încărcarea produsă în bucla de intrare, *se întrerupe bucla de ieșire* a amplificatorului

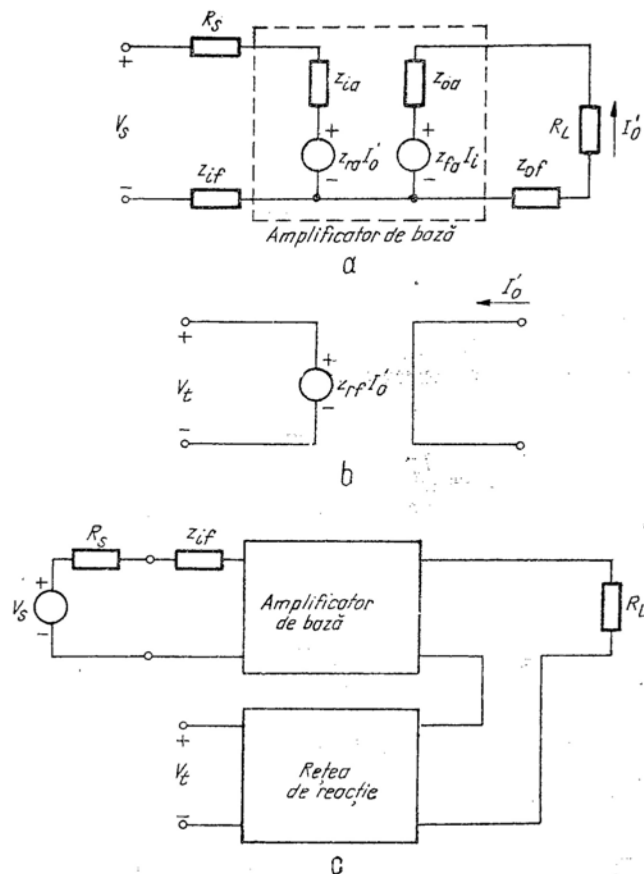


Fig. 18.20. Formularea prin a și f pentru reacția buclă-buclă:

a – circuitul a, $a = I_o'/V_S$; b – circuitul f, $f = V_t/I_o'$; c – circuitul pentru calculul af, $af = V_t/V_S$.

complet pentru a anula reacția. Pentru a determina încărcarea produsă în bucla de ieșire, *se întrerupe bucla de* intrare a amplificatorului complet, pentru a anula reacția.

Din nou, circuitul f nu are o interpretare directă în funcție de elementele circuitului rețelei de reacție. Funcția de transfer f, conform ecuației (18.54),

este o transimpedanță ideală; deci circuitul f este o sursă ideală de curent controlată prin tensiune, cu impedanțe de intrare și ieșire nule, ca în fig. 18.20, b.

Pe baza fig. 18.20, a și b și a ecuațiilor (18.53) și (18.54), transmisia pe buclă af pentru reacția buclă-buclă este amplificarea de tensiune V_t/V_S calculată cînd (1) reacția este deconectată la intrare și (2) se adaugă o impedanță z_i în serie cu intrarea amplificatorului. Fig. 18.20, c reprezintă un circuit adecvat pentru aceasta.

Calcularea efectelor reacției asupra nivelului impedanțelor de intrare și ieșire este lăsată în seama problemei P. 18.19. Rezultatul este acela că ambele impedanțe sînt mărite de $1 + af$ ori odată cu aplicarea reacției:

$$Z_{in} = (z_{ia} + z_{if} + R_S)(1 + af); \qquad (18.55)$$

$$Z_{ieș} = (z_{oa} + z_{of} + R_L)(1 + af). \qquad (18.56)$$

Deci acest tip de reacție realizează impedanțe mari de intrare și ieșire.

18.4.3. Exemplu

Se va trata în continuare un aspect mai dificil al reacției buclă-buclă și anume, acela al folosirii conceptelor cuadripolilor, aplicate unui circuit concret (fig. 18.19). Problema care se ridică este că, în timp ce conectarea în paralel a două circuite cu tranzistoare este simplă, o conectare în serie are un dezavantaj important și anume acela că cele două circuite *nu au un punct de masă comun*. Acest fapt este ilustrat clar în fig. 18.19. Se observă că nu este posibil să se specifice un punct de masă comun pentru sursă, amplificatorul de bază și rețeaua de reacție, sau pentru sarcină, amplificator și rețeaua de reacție.

Pentru a ilustra printr-un exemplu specific, se va examina circuitul cu reacție din fig. 18.21, a (o repetare a fig. 18.10, a). Se dorește proiectarea unui circuit cu o amplificare globală cu reacție de 2 mS și o desensibilizare de 50. Sursa și sarcina sînt specificate prin $R_S = 1000\ \Omega$, $R_L = 50\ \Omega$.

Pentru a realiza proiectarea, trebuie mai întîi indentificate a și f. Se observă, totuși că aceasta nu este o conectare pură tip buclă-buclă deoarece rezistențele de sarcină ale amplificatorului sînt conectate prezumtiv la o sursă de alimentare legată la masă. Totuși, R_{L1}, R_{L2} și R_{L3} pot fi făcute suficient de mari pentru ca semnalul de curent prin ele să poată fi neglijat. În acest caz, amplificatorul de bază este „floating", adică fără nici o conexiune la masă și deci se poate realiza topologia buclă-buclă. Acest fapt este evident din circuitul echivalent la semnal mic din fig. 18.21, b, în care R_{L1}, R_{L2} și R_{L3} au fost omise. Se observă că s-a ales reprezentarea echivalentă Thévenin pentru sursă pentru a fi în concordanță cu compararea pe

buclă și că s-a ales curentul I_o ca variabilă de ieșire, datorită eșantionării pe buclă.

Acum este relativ simplu să se găsească circuitele a și f. Aplicînd regulile date în § 18.4.2, se găsesc circuitele a și f completînd mai întîi intrarea

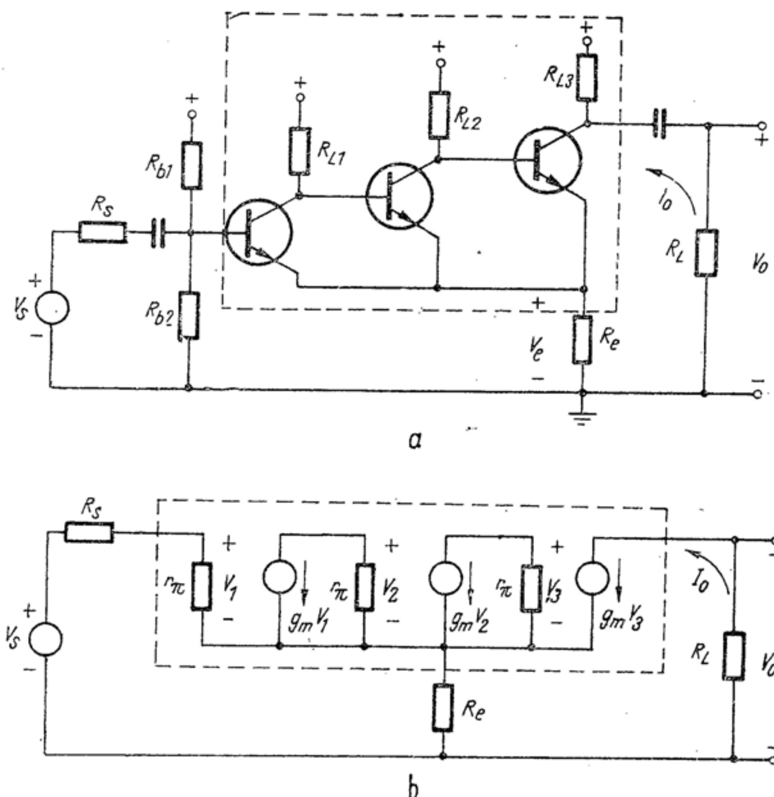


Fig. 18.21. Amplificator cu trei etaje cu reacție buclă-buclă. Zonele încadrate indică amplificatorul de bază :

a – circuitul ; b – circuitul echivalent la semnal mic, presupunînd R_{L1}, R_{L2}, R_{L3}, R_{b1} și R_{b2} suficient de mari pentru a fi neglijate.

amplificatorului de bază cu R_S și R_e cum este arătat în fig. 18.22,a. Încărcarea este determinată prin întreruperea buclei de ieșire în fig. 18.21,b. Apoi se completează ieșirea amplificatorului de bază R_L și R_e care se văd prin întreruperea buclei de intrare (fig. 18.21, b). (Cititorul poate verifica că aceste rezultate sînt corecte pentru circuitul a, prin înlocuirea rezistenței de reacție R_e prin cuadripolul său echivalent). (V. problema P18.10).

Prin inspectare, funcția de transfer este :

$$a = \frac{I'_o}{V_S} = \frac{\beta_o^3}{R_S + r_\pi + R_e}. \tag{18.57}$$

Este simplu să se calculeze transmisia pe buclă din circuitul a; pe baza fig. 18.20, c, transmisia pe buclă pentru reacția buclă-buclă este V_t/V_S. Deci, în acest exemplu trebuie calculată tensiunea V_t la bornele lui R_e, ca răspuns la o tensiune aplicată V_S (fig. 18.22, a) :

$$af = \frac{V_t}{V_S} = \frac{\beta_o^3 R_e}{R_S + r_\pi + R_e}. \tag{18.58}$$

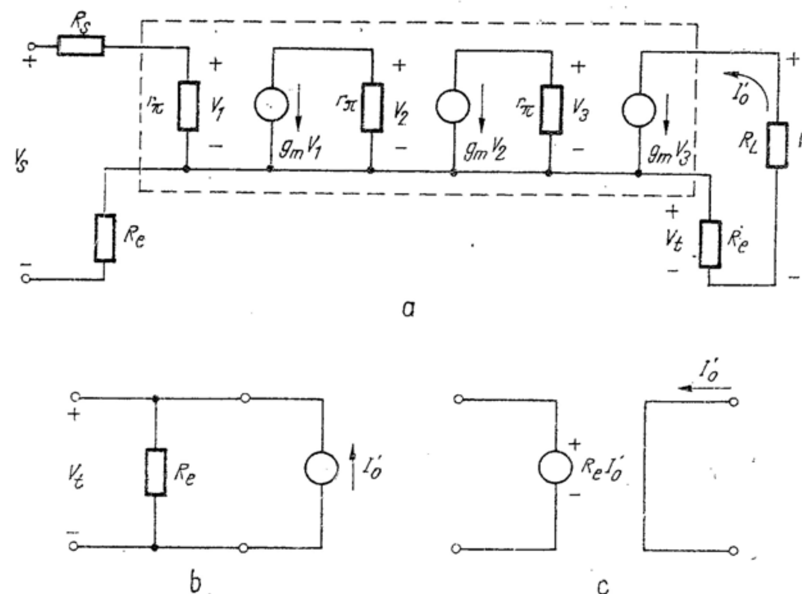


Fig. 18.22. Circuitele a și f pentru amplificatorul din fig. 18.21 :

a – circuitul a pentru calcularea lui a și af; b – circuitul pentru calcularea funcției de transfer f; c – circuit f.

Circuitul f este o transimpedanță pură z_{rf}. Valoarea lui z_{rf} poate fi calculată aplicînd o sursă de curent I'_o la ieșirea rețelei de reacție și măsurînd tensiunea V_t la intrare, cu intrarea întreruptă (fig. 18.22, b).

Deci

$$f = z_{rf} = R_e. \qquad (18.59)$$

Circuitul f rezultat este reprezentat în fig. 18.22, *c*.

Acum se poate începe proiectarea. Pentru a obține amplificarea globală cu reacție de 2 mS și o desensibilizare de aproximativ 50 se cere:

$$a = A\,(1 + af) \approx 2 \times 50 = 100 \text{ mS}.$$

Aceasta înseamnă că circuitul a trebuie să aibă o amplitudine de tensiune:

$$\frac{V'_o}{V_S} = \frac{-I'_o}{V_S} R_L = -100 \times 50 = -5000.$$

Pentru a îndeplini cerința de desensibilizare, af trebuie să fie de aproximativ 50. Deci

$$f = R_e = \frac{50}{100} = 0{,}5\ \Omega.$$

Se pot alege acum tranzistoarele și punctele statice de funcționare ale amplificatorului de bază.

Din ecuațiile (18.57), cunoscînd că $R_S = 1000\ \Omega$, rezultă

$$a = 100 \approx \frac{\beta_o^3}{1000 + r_\pi + 0{,}5}.$$

Alegînd tranzistoare cu $\beta_o = 50$,

$$r_\pi \approx \frac{50^3}{100} - 1000 = 250\ \Omega.$$

Deci $g_m = 0{,}2$ S; $I_C = 5$ mA.

Pentru a verifica proiectarea, se observă că amplificatorul cu reacție, complet, are o amplificare pe buclă închisă:

$$A = \frac{100}{1 + 100 \times 0{,}5} = 1{,}96 \text{ S}$$

ceea ce corespunde unei amplificări de tensiune de:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-I_o R_L}{V_i} = -1{,}96 \times 50 = -98$$

O variantă de calcul a amplificării de tensiune poate fi găsită prin inspectare, din fig. 18.21, *b*. Dacă amplificatorul cu trei etaje are o amplificare mare de tensiune, tensiunea între emitor și bază a primului tranzistor va fi foarte mică. Deci căderea de tensiune pe rezistența R_S va fi de asemenea mică și deci tensiunea V_e pe rezistența R_e va fi aproximativ egală cu tensiunea sursei V_S. Dar într-o primă aproximație, intensitățile curenților prin R_L și R_e sînt egale; așadar din fig. 18.21, *a*:

$$\frac{V_o}{V_e} \approx -\frac{R_L}{R_e}. \qquad (18.60)$$

Deci amplificarea de tensiune pe buclă închisă este aproximativ:

$$\frac{V_o}{V_S} \approx \frac{V_o}{V_e} = -\frac{R_L}{R_e} = -\frac{50}{0{,}5} = -100.$$

Rezistența de intrare a amplificatorului cu reacție va fi, conform ecuației (18.55):

$$R_{in} \approx (250 + 0{,}5 + 1000)(50) = 62\ \text{k}\Omega$$

(incluzînd R_S). Varianta de calcul bazată pe ecuațiile (18.55) și (18.57) și presupunînd $af \gg 1$, duce la:

$$R_{in} = \beta_o^3 R_e = 50^3 \times 0{,}5 = 62{,}5\ \text{k}\Omega.$$

18.5. CIRCUITE CU REACȚIE, CU COMPARAREA NODULUI ȘI EȘANTIONAREA BUCLEI

Analiza formală a circuitelor cu reacție avînd comparare în nod și eșantionare pe buclă, ca cel arătat în fig. 18.9, *d* și 18.10, *d*, ar trebui efectuată cu ajutorul parametrilor g, deoarece descrierea corectă a cuadripolului folosește tensiunea ca variabilă independentă la intrare și curentul ca variabilă independentă la ieșire. Totuși nu este absolut necesar să se efectueze analiza, deoarece s-au discutat deja circuite cu comparare în nod

(§ 18.3) și cu eșantionare pe buclă (§ 18.4). Din aceste analize, se știe că problema de față trebuie formulată în funcție de *generatorul de curent echivalent* de tip Norton ca element de comandă, pentru a fi compatibilă cu topologia de tip nod de la intrare. De asemenea, datorită eșantionării pe buclă, se calculează *curentul de ieșire* (v. problema P18.11). Discuțiile din § 18.3.2 și 18.4.2 referitoare la formarea circuitelor a și f vor servi drept ghid pentru calculele prezente.

Pentru a ilustra aceasta, se determină circuitele a și f pentru amplificatorul cu reacție reprezentat în fig. 18.23, *a*. Figura 18.23, *b* prezintă circuitul echivalent la semnal mic la frecvențe medii, bazat pe r_π și g_m. Se notează că, pentru a evita problema referitoare la punctul de masă, proiectantul nu a folosit la ieșire o eșantionare pură pe buclă. În mod concret, rețeaua de reacție (R_e și R_f) eșantionează *curentul de emitor* I_{e2} și nu curentul de sarcină I_o. Totuși, deoarece curenții de emitor și de colector ai tranzistorului sînt aproximativ egali în mărime (și presupunînd că R_{L2} este mare):

$$I_o \approx I_c = -\alpha I_e \approx -I_e. \tag{18.61}$$

În acest fel, se vede din fig. 18.23, *b* că se poate ajunge la o apropiere față de topologia din fig. 18.9, *d*, asociind R_f și R_e la rețeaua de reacție, deoarece procedînd astfel se obține o buclă la ieșire, care conține amplificatorul, sarcina și rețeaua de reacție. Elementele care mai rămîn (cu excepția lui R_S) se asociază cu amplificatorul de bază. Rezistorul R_5 poate fi luat în considerare împreună, atît cu sursa, cu amplificatorul, cît și cu rețeaua de reacție fără schimbări apreciabile ale analizei.

Se pot determina acum circuitele a și f prin inspectare. Pentru a găsi încărcarea pe care o simte la intrare circuitul a, se anulează reacția, în fig. 18.23, *b*, prin întreruperea buclei de ieșire, analog procedurii din § 18.4.2. Oricare dintre conexiunile dintre ieșirea amplificatorului de bază, rețeaua de reacție și sarcină poate fi întreruptă, dar cel mai simplu este să se întrerupă bucla la joncțiunea emitorului, indicat prin × în fig. 18.23, *b*. Încărcarea de la ieșire a circuitului a se determină *scurtcircuitînd* nodul de intrare în fig. 18.23, *b* cum s-a văzut în § 18.3.2. Circuitul a dezvoltat în acest mod este reprezentat în fig. 18.23, *c*. Funcția de transfer:

$$a = \frac{I_o'}{I_S}$$

poate fi determinată relativ simplu (v. problema P18.12), deoarece s-a ajuns la o cascadă de două etaje cu emitorul comun — mod de abordare care nu a fost posibil în circuitul din fig. 18.23, *b*.

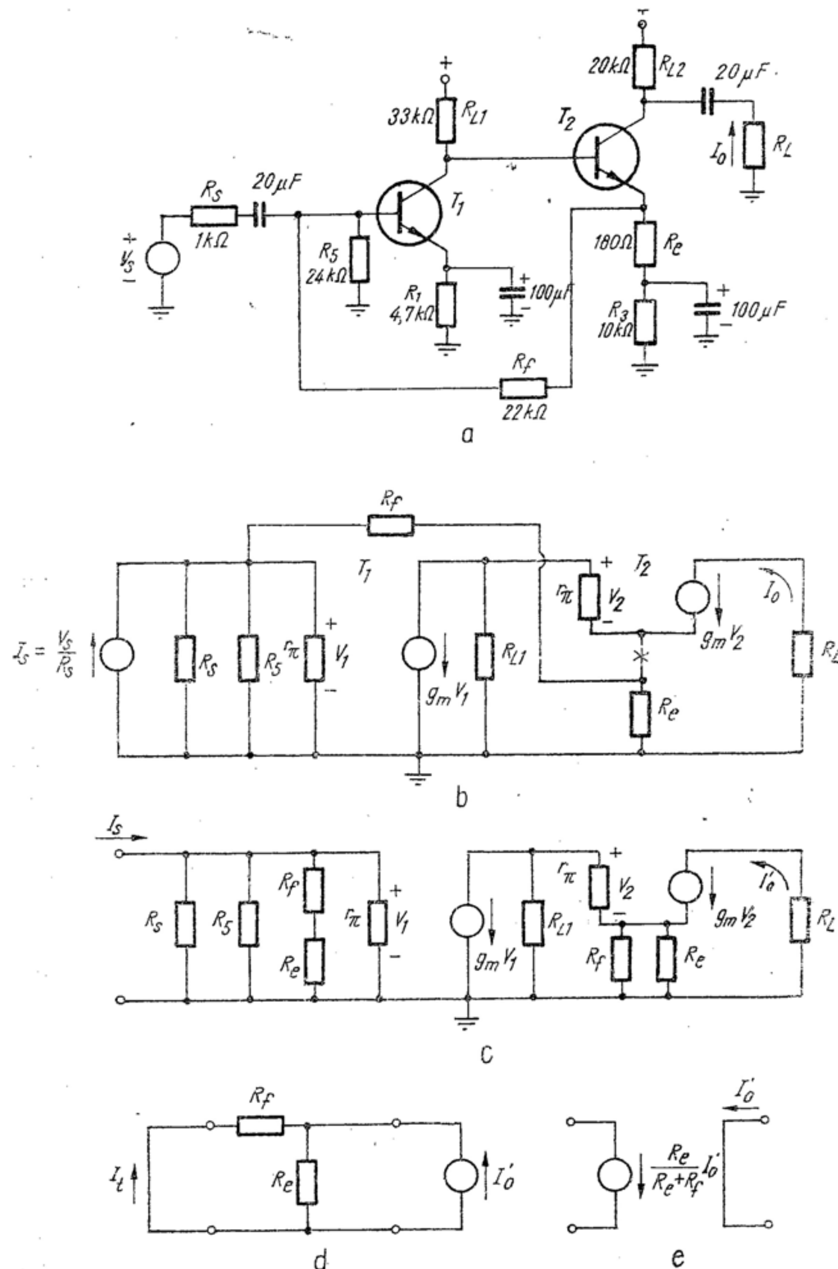


Fig. 18.23. Amplificator cu două etaje cu comparare în nod și eșantionare pe buclă: *a* — circuitul; *b* — circuitul echivalent la semnal mic, presupunînd $R_{L2} \gg R_L$; *c* — circuitul *a*; *d* — calculul funcției de transfer *f*; *e* — circuitul *f*.

Această diferență importantă ilustrează tocmai simplificările oferite de tratarea prin metodele reacției.

Circuitul f trebuie să fie o sursă de curent (datorită eșantionării pe buclă). Așadar, funcția de transfer se determină calculînd raportul de curenți I_i/I'_o, scurtcircuitînd intrarea rețelei de reacție, ca în fig. 18.23, *d*. Circuitul f rezultant este reprezentat în fig. 18.23, *e*.

Analiza și proiectarea folosind circuitele a și f sînt acum simple și nu vor fi luate în considerare aici (v. problema P.18.13).

18.6. CIRCUIT CU REACȚIE CU COMPARAREA BUCLEI ȘI EȘANTIONAREA NODULUI

Ultimul din cele patru tipuri de circuite cu reacție cu tranzistoare este reprezentat în fig. 18.9, *b* sau fig. 18.10, *b* (reprezentată în fig. 18.24, *a*). În aceste circuite se folosesc compararea pe buclă și eșantionarea în nod. Analiza formală trebuie să utilizeze parametri de cuadripol h, dar se vor folosi din nou rezultatele § 18.3 și 18.4, în loc să se efectueze o analiză completă (v. problema P.18.14).

Ca și în ultimele două exemple, problemele de punct de masă, care sînt inerente în topologia pe buclă, complică analiza. Pentru a menține un punct de masă comun între sursă și amplificator și de asemenea între amplificator și rețeaua de reacție (cerut aici datorită topologiei de tip nod la ieșire), este necesară conectarea rețelei de reacție în *serie cu emitorul lui* T_1. Datorită punctelor de masă comune, aceasta nu este o comparare pură pe buclă. Totuși, prin utilizarea circuitului echivalent de semnal mic (fig. 18.24, *b*) se poate arăta că încă este posibil să se obțină un circuit a și un circuit f în maniera obișnuită. Mai întîi, se observă din fig. 18.24, *b*, că maximum de similitudine ce se poate obține, în legătură cu fig. 18.9, *b*, este prin asocierea rezistoarelor R_e și R_f la rețeaua de reacție, deoarece numai în acest fel se poate forma o buclă la intrare care să conțină amplificatorul, rețeaua de reacție și sursa. Apoi se determină parametrul h — echivalent al circuitului de reacție, neglijînd ca de obicei parametrul de transfer în sens direct, h_{ff}. Acest calcul este reprezentat în fig. 18.25, *a* și *b* (v. problema P.18.15). Apoi, circuitul de reacție din fig. 18.24, *b*, este înlocuit prin parametrul h — echivalent, ca în fig. 18.25, *c*.

Nu avem o conexiune la intrare de tip buclă pură (fig. 18.25, *c*), deoarece curentul prin elementele de reacție $R_e||R_f$ și $h_{rf}V_o$ nu este același ca și curentul de intrare I_i. Pentru a rezolva această problemă, se mută sursa controlată de reacție, $h_{rf}V_o$, deasupra nodului emitorului tranzistorului T_1. Pașii necesari pentru această transformare sînt reprezentați în fig. 18.25, *d* și *e*. Mai întîi, sursa de tensiune este mutată deasupra nodului plasînd surse egale în ambele laturi ca în fig. 18.25, *d*. Aceasta este o transformare exactă.

Sursa de tensiune din latura din dreapta nu are nici un efect deoarece este în serie cu sursa de curent $g_m V_1$. Deci intrarea amplificatorului complet poate fi reprezentată ca în fig. 18.25, *e*. Acum s-a obținut o buclă autentică

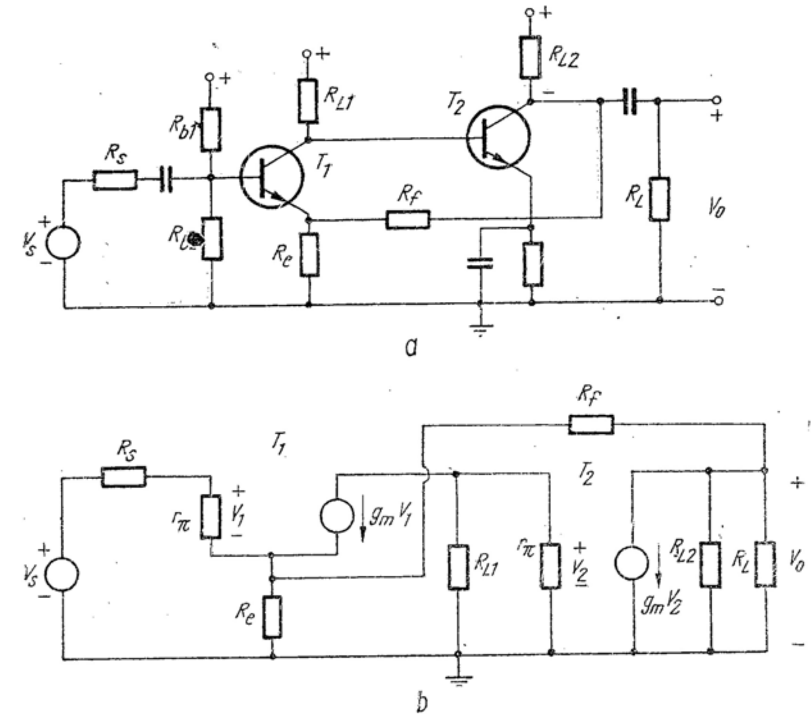


Fig. 18.24. Amplificator cu reacție cu comparare pe buclă și eșantionare în nod: *a* — circuitul; *b* — circuitul echivalent de semnal mic la frecvențe medii, presupunînd $R_{b1}, R_{b2} >> R_s$.

pentru sursa V_S, semnalul de reacție $h_{rf}V_o$ și circuitul de intrare a. Se observă că nu s-a mutat și rezistența $h_{if} = R_e||R_f$, cînd s-a mutat sursa de tensiune, deoarece în orice caz, se dorește asocierea acestei rezistențe la circuitul a.

Se pot forma acum circuitele a și f corespunzătoare amplificatorului complet cu reacție din fig. 18.25, *c*, modificat ca în fig. 18.25, *e*. Aceste circuite sînt reprezentate în fig. 18.26, *a* și *b*. Trebuie să rămînă clar că după toate aceste schimbări, aceste circuite sînt exact acelea ce s-ar fi obținut dacă s-ar fi aplicat regulile de formare pentru circuitul a (§ 18.3.2

pentru încărcarea la intrare și § 18.4.2 pentru încărcarea la ieșire), *direct circuitul echivalent de semnal mic original ca în fig. 18.24, b* (v. problema P18.16). Înainte ca cititorul să ajungă la o concluzie generală, pe baza

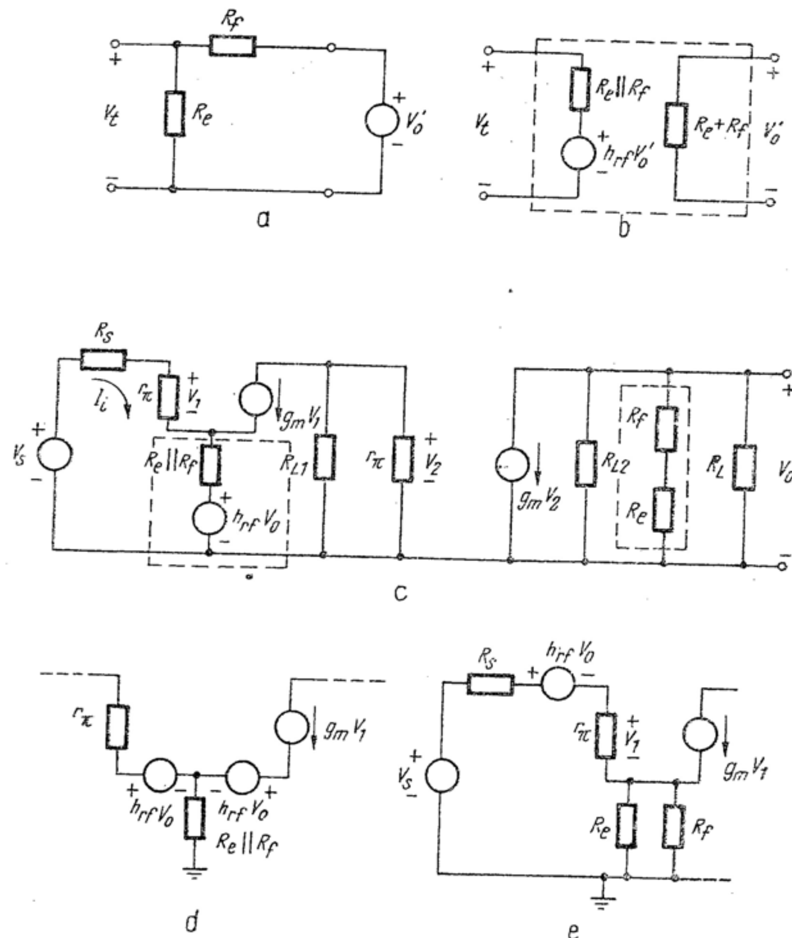


Fig. 18.25. Transformările de la intrarea amplificatorului pentru a obține compararea pe buclă:

a – determinarea parametrilor *h* ai circuitului de reacție: $h_{rf} = \frac{V_t}{V'_o} = \frac{R_e}{R_e + R_f}$; *b* – rețeaua de reacție echivalentă în parametrii *h*; *c* – modelul din fig.18.24 cu rețeaua de reacție sub forma parametrilor *h*; *d* – mutarea sursei deasupra nodului; *e* – mutarea sursei în afara modelului tranzistorului.

acestui exemplu, se atrage atenția asupra următorului fapt. Pasul important făcut la trecerea de la fig. 18.25, *d* la 18.25, *e* devine incert dacă sursa de curent $g_m V_1$ este șuntată direct de o impedanță importantă. De asemenea

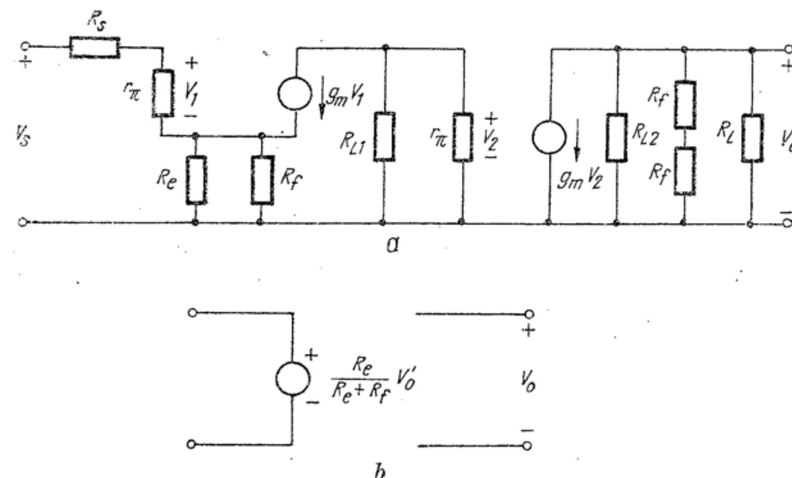


Fig. 18.26. Circuitele *a* și *f* pentru amplificatorul cu reacție din fig. 18.24:
a – circuitul *a*; *b* – circuitul *f*.

cînd capacitatra C_μ este inclusă în model, sursa de tensiune $h_{rf}V_o$ nu poate fi mutată dincolo de punctul de joncțiune C_μ și r_π; deci, din nou, topologia pe buclă începe să ridice probleme. Consecințele acestor probleme vor fi discutate în capitolul următor.

Analiza și proiectarea folosind circuitele *a* și *f* din fig. 18.26 sînt simple și de aceea nu vor fi discutate, fiind lăsate spre rezolvare în problema P18.17.

18.7. REZUMAT

Este clar că în cazul amplificatoarelor cu reacție cu tranzistoare, *topologia* de interconectare a sursei, amplificatorului de bază, rețelei pasive de reacție și sarcinii este factorul determinant în stabilirea metodei de analiză și a tuturor parametrilor importanți ai circuitului. Pentru a ilustra această afirmație se rezumă în tabelul 18.1 rezultatele importante ale paragrafelor precedente, în funcție de modul de conectare de la intrare sau de la ieșire. Se observă o anumită organizare logică a tabelului pentru a ușura memorizarea. Este clar că o sursă Thévenin,

cu R_S și V_S *în serie*, trebuie asociată cu topologia pe buclă. De asemenea, buclele trebuie întrerupte iar nodurile scurtcircuitate, deoarece scurtcircuitarea unei bucle sau întreruperea unui nod nu sînt procese definite. Deci, deși tabelul pune la îndemînă un rezumat simplu, el nu trebuie memorizat.

În acest moment este util să ne întoarcem pe scurt la problema efectului reacției asupra impedanțelor de intrare și ieșire. Ecuațiile prezentate în § 18.3.5 și 18.4.2 sînt adecvate calculelor, dar, adesea, o tratare euristică conduce la rezultate mai bune. Se observă de asemenea că variabila care este eșantionată la ieșirea amplificatorului cu reacție tinde să se opună la variații. Aceasta rezultă din discuția generală din § 18.1.1. sau din calculele mai detaliate din § 18.3.1 și 18.4.1. De exemplu, se vede din relațiile (18.28), (18.29) și (18.30) că pentru transmisia pe buclă af de valoare mare, „amplificarea" globală V_o/I_S a amplificatorului cu reacție nod-nod din fig. 18.21, *a* este aproape independentă de amplificarea *a* a amplificatorului de bază. Deci avînd eșantionare în *nod*, adică eșantionînd *tensiunea* de ieșire, tensiunea de ieșire V_o tinde să rămînă constantă în ciuda variațiilor amplificării *a*. O cale de a modifica amplificarea *a* este de a schimba rezistența de sarcină R_L. Aceasta implică faptul că reacția a *redus* impedanța de ieșire a amplificatorului.

De asemenea, avînd eșantionare pe buclă, se eșantionează *curentul* de ieșire, astfel încît reacția tinde să păstreze acest curent constant, în ciuda schimbării lui R_L. Deci impedanța de ieșire a fost *crescută* de către reacție.

Pentru a stabili efectul reacției asupra impedanței de intrare, trebuie aduse argumente puțin deosebite. Din § 18.1.1 reiese clar că atunci cînd un comparator formează o diferență între tensiunea de intrare și tensiunea de reacție, acțiunea reacției tinde să reducă această diferență de potențial la o valoare mică. Relativ la amplificatorul din fig. 18.9,*a*, reacția tinde să reducă tensiunea de intrare la zero. De asemenea, va avea tendința să reducă curentul de intrare la zero. Dar, datorită topologiei pe *buclă*, curentul amplificatorului de bază este același ca al întregului amplificator cu reacție. Așadar, pentru o tensiune fixă V_1 și avînd comparare pe *buclă*, reacția va tinde să reducă curentul de intrare al amplificatorului, sau altfel spus, să *crească* impedanța de intrare aparentă.

Un raționament similar se poate aplica și amplificatoarelor cu reacție cu comparare în *nod* (fig. 18.9, *c* sau *d*). Din nou, reacția tinde să aducă tensiunea și curentul de intrare ale amplificatorului de bază la zero, dar de data aceasta, amplificatorul cu reacție și amplificatorul de bază au aceeași tensiune de intrare datorită topologiei de tip *nod*. Deci pentru un curent fix I_1, reacția tinde să reducă tensiunea de intrare a amplificatorului la zero, sau, altfel exprimat, să reducă rezistența de intrare aparentă.

Tabelul 18.1

Considerații asupra intrării	Topologia comparării	
	Nod	Buclă
Reprezentarea sursei	Norton	Thévenin
Determinarea ieșirii corecte a încărcării circuitului *a* la ieșire	Se *scurtcircuitează* nodul de intrare al modelului de semnal mic, complet	Se *întrerupe* bucla de intrare a modelului complet de semnal mic
Transmisia pe buclă *af*	Amplificarea de curent în *scurtcircuit* I_l/I_S	Amplificarea de tensiune V_l/V_S *circuit deschis*
Impedanța de intrare comparată cu impedanța de intrare a circuitului *a*	Micșorată prin factorul $1+af$	Mărită prin factorul $1+af$
Considerații asupra ieșirii	**Topologia eșantionării**	
	Nod	Buclă
Se alege ca variabilă de ieșire	Tensiunea	Curentul
Reacția tinde să stabilizeze	Tensiunea	Curentul
Impedanța de ieșire comparată cu cea a circuitului *a*	Micșorată prin factorul $1+af$	Mărită prin factorul $1+af$
Determinarea încărcării corecte a circuitului *a* la intrare	Se *scurtcircuitează* nodul de ieșire a schemei complete de semnal mic	Se *întrerupe* bucla de ieșire a schemei de semnal mic, complete

18.8. DEMONSTRAȚII EXPERIMENTALE LA CURS

18.8.1. Reducerea zgomotului de rețea

Circuitul din fig. 18.4, *a* poate fi folosit pentru a demonstra auditiv și vizual efectele reacției asupra zgomotului de rețea (brumului) introdus în etajul de ieșire al unui amplifictor audio. Brumul este introdus pe colectorul unui tranzistor *npn* de la o sursă de alimentare nefiltrată. Pentru a face demonstrația audibilă în întreaga clasă, semnalul de ieșire al amplifictorului de putere este introdus într-un amplificator audio, cu difuzor de înaltă calitate.

Cu comutatorul pe poziția *1*, se obține un amplificator de putere simplu (cu brum), urmat de un amplificator cu amplificare de zece. Deci circuitul

este echivalent schemei-bloc din fig. 18.3, *b*. Nivelele trebuie reglate pentru a obține un raport semnal-zgomot aproximativ unitar. Schimbînd comutatorul pe poziția *2*, se aplică reacția amplificatorului de putere păstrînd aceeași amplificare globală. Schema-bloc pentru acest circuit este reprezentată în fig. 18.3, *a*. Comutatorul poate fi înlocuit printr-un potențiometru de 10 kΩ cu reacția preluată de la cursor.

Mai întîi, se observă și se ascultă ieșirea lui V_3 în cele două situații. Se vizualizează apoi (de preferință la un osciloscop cu două spoturi) intrarea V_5 a amplificatorului de putere, pentru a vedea *predistorsionarea* lui V_5 cu brum de polaritate *inversă*, care, eventual, anulează brumul amplificatorului. Fig. 18.4 prezintă oscilogramele obținute.

18.8.2. Reducerea distorsiunilor

Circuitul din fig. 18.7 poate fi utilizat pentru a demonstra auditiv și vizual efectul reacției asupra distorsiunilor. Avînd comutatorul pe poziția *1*, circuitul constă dintr-un amplificator de putere, precedat de un amplificator de amplificare unitară. Cu comutatorul pe poziția *2*, se aplică reacția amplificatorului de putere și amplificatorului operațional 709. Pentru un test corect este important să se mențină nivelul semnalului de ieșire aproximativ constant în cele două cazuri, deoarece distorsiunea depinde sensibil de nivel. Această condiție este satisfăcută dacă se stabilește f egal cu inversul amplificării amplificatorului de putere.

Se observă mai întîi, curba funcției de transfer (tensiunea de ieșire V_3 în funcție de tensiunea sursei de semnal) cu și fără reacție (v. fig. 18.7*b* și *c*). Apoi, folosind un semnal de intrare sinusoidal, se ascultă și se vizualizează semnalul de ieșire V_3 cu și fără reacție. Apoi se include în prezentarea vizuală semnalul de *intrare* V_5 al amplificatorului de putere, pentru a indica în mod clar *predistorsionarea* acestui semnal, necesară compensării distorsiunii amplificatorului. Oscilogramele sînt prezentate în fig. 18.8.

Apoi se introduc semnale mai complexe decît sursa sinusoidală. Se aleg muzica populară și clasică. Se observă că anumite piese de muzică populară sînt în mod surprinzător indestructibile. Muzica clasică cu structură tonală relativ simplă este mai ușor distorsionabilă. Pentru un efect maxim se folosește echipament de înaltă fidelitate, căci altfel, distorsiunea în sistemul audio va masca efectul dorit.

BIBLIOGRAFIE

[18.1] E. A. Guillemin. *Introductory circuit theory*. New York, Wiley, 1953.
[18.2] S. Schwartz. *Selected semiconductor circuits handbook*. New York, Wiley, 1960.
[18.3] *GE Transistor manual*, ed. a 7-a : General Electric Company, 1964.

PROBLEME

P 18.1. În multe cazuri, variațiile de amplificare ale amplificatorului de bază a, nu sînt mici, așa cum s-a presupus la deducerea ecuației (18.7). Să se demonstreze că pentru variații mari ale lui a, variația relativă a amplificării pe buclă închisă este :

$$\frac{\Delta A}{A_1} = \left(\frac{1}{1 + a_2 f}\right) \frac{\Delta a}{a_1} \qquad (18.62)$$

unde A_1 și a_1 sînt valorile inițiale ale amplificării iar A_2 și a_2 valorile finale (v. pag. 120).

P 18.2. Să se verifice ecuația (18.32) calculînd funcția de transfer, direct din fig. 18.14, *b* și apoi transformați expresia rezultată la forma relației (18.17). Pentru a simplifica calculele, se vor face aceleași presupuneri ca în § 18.3.1. Aceasta va duce la obținerea de expresii pentru a și f. Să se verifice f din ecuația (18.32), iar a prin calcularea V_o'/I din fig. 18.14,*c* (v. pag. 141).

P 18.3. Să se calculeze în formă literală funcția de transfer V_o'/I pentru circuitul a din fig. 18.14, *c*. Folosind valorile numerice date în exemplul de proiectare, § 18.3.3 și § 16.1.2 se va verifica valoarea lui a dată la pag. 142.

P 18.4. Să se calculeze transmisia pe buclă $af = I_t/I_s$ pentru circuitul din fig. 18.14, *a* prin metoda sugerată de fig. 18.16. Verificați rezultatele formînd produsul af din ecuația (18.32) și rezultatul problemei P18.3 (v. pag. 146).

P 18.5. Să se calculeze raportul I_t/V_t din fig. 18.18 și să se verifice că pentru reacția nod-nod admitanța de ieșire este dată de ecuația (18.46).

P 18.6. Să se calculeze admitanța de intrare pentru exemplul numeric de reacție nod-nod (v. pag. 141) cu deosebirea că se va presupune inițial $G_s = 0$. Să se compare cu valoarea de 1460mS obținută în text.

P 18.7. Plecînd de la ecuația (18.19) și urmînd o metodă analogă aceleia din § 18.3.1, să se găsească relațiile (18.52), (18.53) și (18.54).

P 18.8. Să se calculeze funcția de transfer I_o'/V_s pentru circuitul a din fig. 18.20, *a* și să se compare cu relația (18.53).

P 18.9. Procedînd într-o manieră similară cu cea dezvoltată în § 18.3.5, să se pornească de la fig. 18.19 pentru a determina impedanțele de intrare și ieșire, și deci să se verifice ecuațiile (18.55) și (18.56).

P 18.10. Să se înlocuiască rezistența R_e din fig. 18.21, *b* prin cuadripolul său echivalent, apoi să se împartă circuitul rezultant în circuite pentru a și f. Așadar, se vor verifica circuitele corespunzătoare din fig. 18.22 (v. pag. 155).

P 18.11. Să se deseneze o reprezentare completă în parametrii g a unui amplificator cu reacție — cu comparare în nod și eșantionare pe buclă. Topologia de bază este reprezentată în fig. 18.9, *d*. Urmărind metoda din § 18.3.1 găsiți expresii pentru A, a și f pentru acest tip de reacție (v. pag. 160).

P 18.12. Să se găsească funcția de transfer a circuitului a pentru amplificatorul cu reacție reprezentat în fig. 18.23, *a*. Se presupune $g_m = 40$ mS, $r_\pi = 2$ kΩ, $R_L = 1$ kΩ (v. pag. 160).

P 18.13. Folosind valorile date de problema P.18.12, să se calculeze funcția de transfer pe buclă închisă, $A = I_o/I_S$, transmisia pe buclă, desensibilizarea și impedanțele de intrare și ieșire pentru amplificatorul cu două etaje, cu reacție din fig. 18.23, *a* (v. pag. 162).

P 18.14. Să se deseneze o reprezentare completă în parametri h a amplificatorului cu reacție cu comparare pe buclă și eșantionare în nod. Topologia de bază este arătată în fig. 18.9, *b*. Se va urmări procedeul din § 18.3.1 pentru a găsi relațiile pentru A, a și f pentru acest tip de reacție (v. pag. 162).

P 18.15. Să se calculeze parametrii h pentru rețeaua de reacție din fig. 18.24, *b* (R_f și R_e), deci să se verifice figura 18.25, *b* (v. pag. 162).

P 18.16. Să se aplice regulile corespunzătoare pentru a forma direct circuitul a din amplificatorul cu reacție de tip comparare pe buclă și eșantionare în nod din fig. 18.24. Să se compare rezultatul cu fig. 18.26, *a*.

P18.17. Să se proiecteze un amplificator cu reacţie (frecvenţă joasă şi medie) avînd compa rare pe buclă şi eşantionare în nod (fig. 18.24, *a*) pentru a avea o amplificare de tensiune de 100 şi o desensibilizare de 10. Se presupune că $R_S = 100\ \Omega$ şi $R_L = 0{,}25\ k\Omega$. Se observă că aceste specificaţii fixează valoarea lui *f*, deci valoarea lui $R_S/(R_e + R_f)$. Totuşi nivelul impedanţei divizorului nu este determinat. Se vor discuta efectele alegerii valorilor mari, sau mici pentru R_e şi R_f. Alegeţi valorile care să permită o valoare maximă pentru *a* (v. pag. 164).

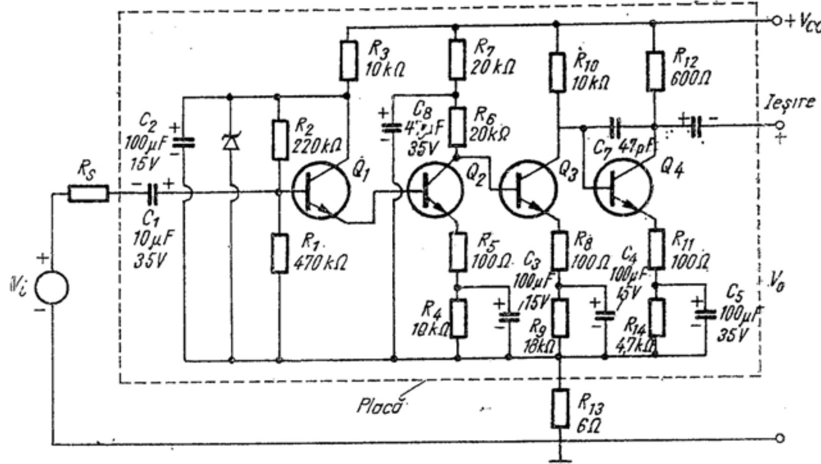


Fig. 18.27. Amplificator cu reacţie.

P18.18. Pentru amplificatorul cu reacţie arătat în fig. 18.27[1]:

a) Ce tip de comparare a fost folosit la intrare?

b) Care este tipul eşantionării la ieşire?

c) Să se deseneez circuitul echivalent la semnal mic la fercvenţe medii al circuitului *a*, folosind g_m şi r_π. Se neglijează semnalul prin R_{10}.

d) Să se deseneze circuitul.

e) Pentru $\beta_o = 30$, $R_S = 1\,000\ \Omega$, să se estimeze pînă la factorul de aproximaţie de 2, valorile lui *a* şi *f*. Se presupune că Q_2 şi Q_3 operează la un curent de colector static de aproximativ 1/2 mA iar Q_4 are $I_C = 2$ mA.

f) Cît de mare este desensibilizarea amplificatorului la variaţiile survenite în amplificarea amplificatorului de bază?

g) Care este funcţia lui C_8?

h) Care este funcţia lui C_7?

i) Calculaţi rezistenţele la intrare şi ieşire (la centrul benzii).

P18.19. *a*) Pentru circuitul din fig. 18.28[2] stabiliţi dacă proiectantul a folosit comparare la intrare în nod, sau pe buclă şi eşantionare în nod sau pe buclă la ieşire.

b) Desenaţi circuitul de medie frecvenţă *a* folosind circuitul echivalent în $\pi(g_m, r_\pi)$ pentru tranzistor şi desenaţi circuitul pentru a calcula funcţia de transfer *f*.

P 18.20. Circuitul din fig. 18.29[3] are două bucle de reacţie, una operînd numai la frecvenţe foarte joase cu scopul stabilizării punctului de funcţionare (v. § 16.1.4).

a) Identificaţi tipurile de comparare şi eşantionare pentru fiecare buclă de reacţie.

b) Desenaţi circuitele *a* şi *f* la frecvenţe medii.

[1] v. lucrarea [18.2] (N.A.).
[2] v. lucrarea [18.3] (*NA*).
[3] v. lucrarea [18.3] (*NA*).

P 18.21. Să se reexamineze circuitul de stabilizare a punctului static din fig. 16.4 în lumina discuţiei asupra reacţiei din acest capitol. Identificînd circuitele *a* şi *f*, să se găsească funcţia de transfer de la „intrare", $V_{B1}(T)$ în fig. 16.5, la ieşire V_{CE3}. Să se compare cu rezultatele din § 16.1.4.

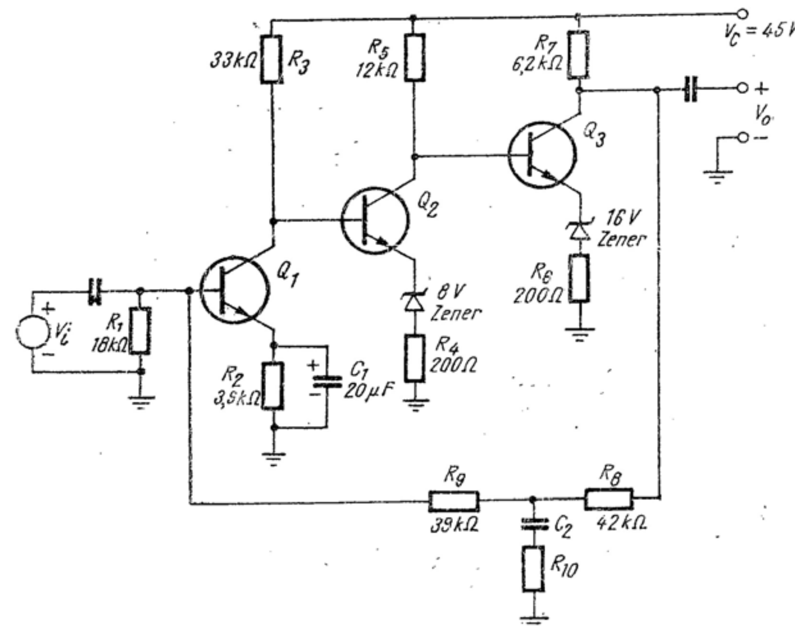


Fig. 18.28. Amplificator cu reacţie.

P 18.22. Să se examineze etajul de ieşire al amplificatorului operaţional cu reacţie, integrat din fig. 16.16, din punctul de vedere al reacţiei. Calculaţi amplificarea de tensiune de la emitorul lui Q_8 la ieşire. Care este rezistenţa de ieşire a circuitului?

P 18.23. Să se proiecteze un circuit (la frecvenţe joase sau medii) care să aibă o amplificare de tensiune stabilă, egală cu 10 şi o desensibilizare de 100. Se presupune $R_S = 0{,}1\ k\Omega$, $R_L = 1\ k\Omega$.

P 18.24. Pentru comanda bobinelor de deflexie ale unui televizor, este de dorit să se construiască un amplificator al cărui curent de ieşire este proporţional cu tensiunea de intrare. Să se proiecteze un amplificator cu reacţie (la frecvenţe joase şi medii) pentru a avea o funcţie de transfer stabilă $I_o/V_i = 1$ S şi o desensibilizare de 20.

P 18.25. Simbolul sub formă de triunghi folosit în fig. 18.30 este un simbol standard pentru un amplificator operaţional. O tensiune pozitivă aplicată la terminalul notat cu (+) dă naştere unui potenţial crescător la ieşire. O tensiune pozitivă aplicată la terminalul marcat cu (−) dă naştere unui potenţial scăzător la ieşire. O realizare practică a unui asemenea circuit este dată în fig. 16.16. Aceste amplificatoare au în mod tipic amplificare de tensiune şi curent foarte mari, impedanţă de intrare mare şi impedanţă de ieşire forte mică. Deci metodele aproximative pentru calculul amplificării pe buclă închisă, ca cele discutate la sfîrşitul § 18.3.3, conduc la rezultate excelente.

a) Să se calculeze amplificarea de tensiune V_2/V_1 pentru cele două circuite reprezentate în fig. 18.30.

b) Adesea, circuitul din fig. 18.30, *b* este operat cu $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$. Care este amplificarea de tensiune V_2/V_1?

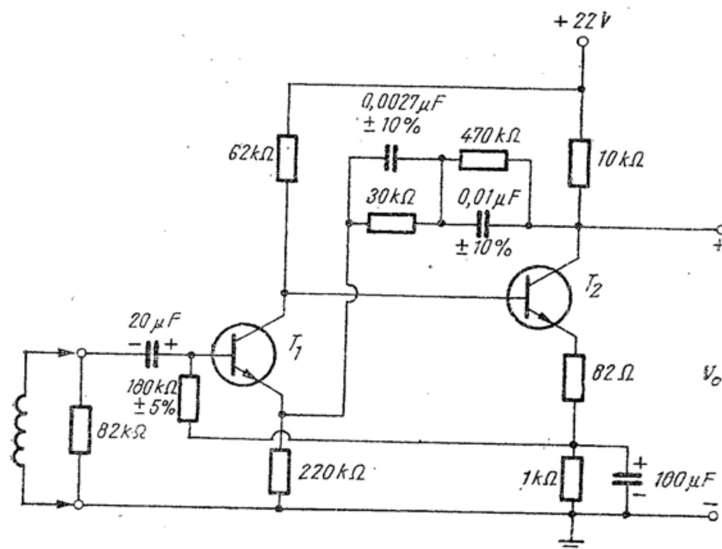


Fig. 18.29. Amplificator de pickup.

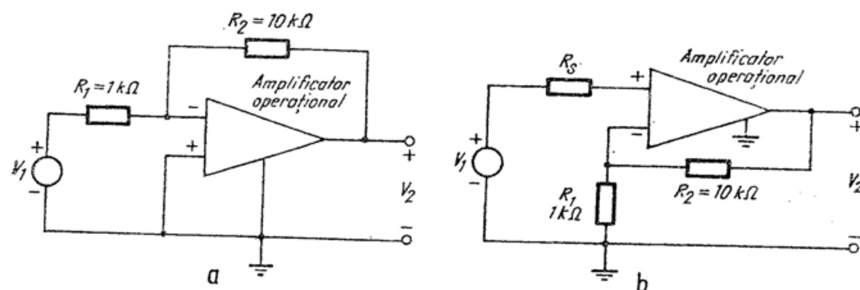


Fig. 18.30. Amplificatoare cu reacţie folosind un amplificator operaţional ca amplificator de bază:

a — conexiune inversoare; *b* — conexiune neinversoare.

c) Adesea, circuitul din fig. 18.30, *a* este acţionat cu condensatorul C_2 în locul rezistorului R_2. Care este amplificarea de tensiune în acest caz? Ce funcţie matematică realizează acest circuit?

CAPITOLUL 19

RĂSPUNSUL STAŢIONAR ŞI TRANZITORIU AL AMPLIFICATORULUI CU REACŢIE. LOCUL RĂDĂCINILOR

CAPITOLUL 19

RĂSPUNSUL STAŢIONAR ŞI TRANZITORIU AL AMPLIFICATORULUI CU REACŢIE. LOCUL RĂDĂCINILOR

19.1. **Problema stabilităţii**
19.2. **Calculul locului rădăcinilor**
19.2.1. Construcţia aproximativă a locului rădăcinilor
19.2.2. Exemplu de calcul al locului rădăcinilor
19.2.3. Criterii pentru un răspuns acceptabil
19.2.4. Compensarea prin modificarea reţelei de reacţie
19.2.5. Compensarea prin adăugarea unui condensator amplificatorului de bază
19.2.6. Modificarea lui α şi f
19.2.7. Compensarea prin adăugarea de zerouri lui α (s)
19.2.8. Rezumat
19.3. **Exemplu de proiectare**
19.3.1. Reacţia buclă-buclă
19.3.2. Amplificator cu reacţie cu comparare pe buclă şi eşantionare în nod
19.4. **Demonstraţii experimentale la curs**
Bibliografie
Probleme

19

Răspunsul staţionar şi tranzitoriu al amplificatorului cu reacţie. Locul rădăcinilor

19.1. PROBLEMA STABILITĂŢII

Avantajele aplicării reacţiei unui amplificator cu tranzistoare au fost discutate în detaliu în cap. 18. Totuşi problema *instabilităţii*, care a fost atinsă numai tangenţial, constituie o limitare fundamentală a valorii reacţiei ce poate fi aplicată unui circuit dat. În acest capitol se examinează pe larg această problemă, şi alte două probleme de proiectare strîns înrudite :

— cum să se obţină un răspuns în frecvenţă fără vîrfuri rezonante ;

— cum să se obţină timpi de creştere mici ai fronturilor, fără supracreşteri.

Problema instabilităţii circuitelor cu reacţie apare atunci cînd în reţea sînt prezente elemente de stocare a energiei. Deci, complexitatea reţelei va impune din nou folosirea calculatoarelor ca mijloc de calcul al polilor şi zerourilor de tipul celor discutate în cap. 15, pentru a verifica proiectarea amplificatorului cu reacţie. Totuşi, şi aici, ca şi în cap. 15, calculatorul nu reuşeşte să ofere un tablou complet al proiectării făcute ; de aceea, este necesar să se analizeze în detaliu două procedee de sinteză a amplificatoarelor cu reacţie, şi anume *locul rădăcinilor* şi *diagramele lui Bode*.

Pentru a înţelege problema stabilităţii, se studiază localizarea frecvenţelor naturale ale amplificării cîtorva amplificatoare cu reacţie, în funcţie de valoarea reacţiei la frecvenţe mijlocii. În acest capitol se presupune că, la frecvenţe mijlocii *reacţia este negativă*. De asemenea, pentru a simplifica discuţia, se presupune, în acest paragraf introductiv, că avem la dispoziţie un amplificator de bază şi un atenuator de precizie cu funcţii

de transfer *independente*. Aceasta înseamnă că, pentru moment, discuția se întoarce la schema-bloc simplă introdusă în § 18.1.

Se presupune, mai întîi, că amplificatorul de bază din fig. 19.1 are un singur pol $s = s_a$, plasat pe semiaxa reală negativă (s_a este negativ):

$$a(s) = \frac{a_o}{1 - s/s_a}, \tag{19.1}$$

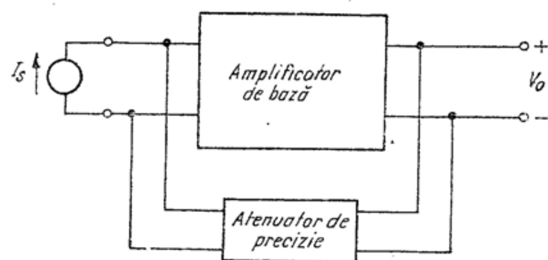


Fig. 19.1. Schema-bloc a unui amplificator cu reacție nod-nod.

unde a_0 este valoarea la frecvențe medii a lui $a(s)$. Dacă se presupune că atenuatorul de precizie este pur rezistiv, funcția lui de transfer este independentă de frecvență:

$$f(s) = f_o. \tag{19.2}$$

Pe această bază, funcția de transfer globală (pe buclă închisă) a amplificatorului cu reacție este:

$$A(s) = \frac{a}{1 + af} = \tag{19.3}$$

$$= \frac{a_o}{1 + a_o f_o - s/s_a}. \tag{19.4}$$

Funcția de transfer a amplificării $A(s)$ are un pol la:

$$s_1 = s_a(1 + a_o f_o). \tag{19.5}$$

Deoarece se presupune că la frecvențe mijlocii reacția este negativă, $a_o f_o$ trebuie să fie pozitiv.

Deci nu este posibil să se mute polul lui $A(s)$ în semiplanul drept oricare ar fi valoarea transmisiei pe buclă la frecvențe mijlocii $a_o f_o$. De fapt, polul lui $A(s)$ rămîne pe semiaxa negativă reală și se deplasează spre stînga, *îndepărtîndu-se* de origine, pe măsură ce crește reacția negativă. Se reamintește că un circuit cu poli în semiplanul stîng este *stabil*, în sensul că răspunsul la impuls constă numai din forme de undă exponențiale scăzătoare (cu exponent negativ).

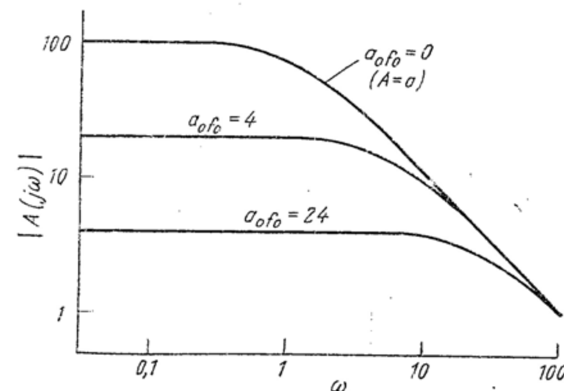


Fig. 19.2. Amplificarea pe buclă închisă funcție de ω pentru un sistem cu un pol.

Din ecuația (19.4) se mai observă că reacția a *crescut* frecvența limită superioară, prin factorul $1 + a_o f_o$ și a *scăzut* amplificarea la frecvențe medii prin același factor. Aceste efecte sînt ilustrate în fig. 19.2, în care modulul amplificării pe buclă închisă $|A(j\omega)|$ a fost reprezentat pentru diverse valori ale transmisiei pe buclă $a_o f_o$. Se trage concluzia că, pentru acest caz simplu, produsul între amplificarea în bandă și lărgimea benzii, adesea denumit produs amplificare-bandă, rămîne constant, deși valoarea reacției se schimbă. Datorită acestei relații simple între amplificare și bandă, și datorită stabilității inerente a circuitelor cu reacție cu un singur pol, amplificatoarele cu reacție sînt adesea stabilizate prin această metodă. Concret, ele sînt stabilizate prin adăugarea unei capacități de valoare mare la amplificatorul de bază, pentru a crea un *pol dominant*. Această metodă de stabilizare va fi discutată în detaliu în § 19.2.5.

În al doilea rînd, se reamintește că funcția de desensibilizare a reacției este efectivă numai atunci cînd *transmisia pe buclă este mare*. Deci, în exemplul prezent, atunci cînd frecvența este mai mare decît $\omega = |s_a|$, amplificarea amplificatorului de bază descrește (v. relația 19.1 sau fig. 19.2), astfel încît desensibilizarea trebuie să scadă.

Se consideră, în continuare, un amplificator de bază cu doi poli la $s = s_a$ şi $s = s_b$ şi se presupune că polii se află pe semiaxa negativă reală (deci s_a şi s_b sînt numere reale negative):

$$a(s) = \frac{a_o}{(1 - s/s_a)(1 - s/s_b)} = \frac{a_o}{1 + a_1 s + a_2 s^2}. \qquad (19.6)$$

Se găseşte acum că amplificarea cu buclă închisă, presupunînd reacţia rezistivă, este:

$$A(s) = \frac{a_o}{(1 + a_o f_o) + a_1 s + a_2 s^2}. \qquad (19.7)$$

Din numitorul relaţiei (19.7), se găseşte că polii lui $A(s)$ se află pe semiaxa reală negativă pentru $a_o f_o$ mai mic decît $(a_1^2/4a_2) - 1$. Pentru $a_o f_o$ mai mare decît această valoare, $A(s)$ are o pereche de poli complecşi.

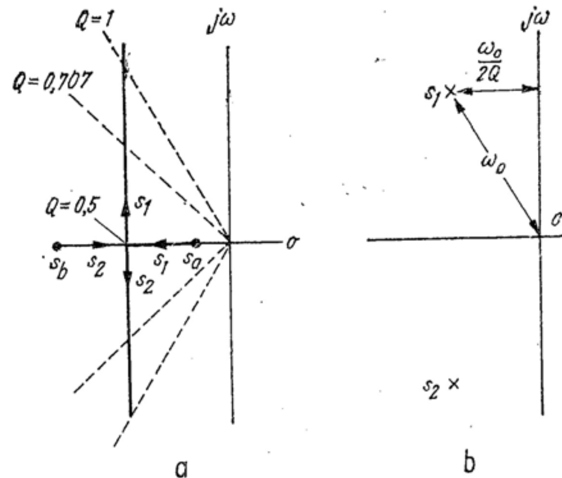


Fig. 19.3. Locul frecvenţelor naturale s_1 şi s_2 ale lui $A(s)$ cînd $a_o f_o$ creşte de la zero în ecuaţiile 19.7 şi 19.8 (*a*) şi interpretarea geometrică a lui Q (*b*).

O cale convenabilă de a reprezenta grafic această situaţie este de a trasa *locul rădăcinilor*, localizarea în planul *s a polilor lui* $A(s)$, pentru valori crescătoare ale reacţiei la frecvenţe mijlocii, adică crescînd valoarea lui $a_o f_o$.

Pentru a face o diferenţiere clară între reprezentarea polilor amplificatorului de bază şi /sau ai reţelei de reacţie şi polii amplificatorului cu reacţie complet, se notează polii lui $a(s)$ sau $a(s)f(s)$ prin indici literali s_a, s_b, s_c, iar polii lui $A(s)$ prin indici numerici, s_1, s_2, s_3. Fig. 19.3, *a* reprezintă locul rădăcinilor s_1, s_2 adică polii lui $A(s)$ din relaţia (19.7).

Localizarea polilor poate fi rescrisă în funcţie de Q—ul circuitului prin modificarea ecuaţiei (19.7):

$$A(s) = \frac{A_o}{1 + (1/Q)(s/\omega_o) + (s/\omega_o)^2} \qquad (19.8)$$

unde

$$\omega_0^2 = \frac{1 + a_o f_o}{a_2} \qquad (19.9)$$

$$Q^2 = \frac{a_2(1 + a_o f_o)}{a_1^2}. \qquad (19.10)$$

Interpretările geometrice ale lui Q şi ω_o sînt date în fig. 19.3, *b*. Se observă că, pentru acest exemplu cu doi poli, polii lui $A(s)$ se află întotdeauna în semiplanul stîng; deci, nici de data aceasta, amplificatorul nu poate fi făcut instabil, oricare ar fi valoarea pozitivă a transmisiei pe buclă la frecvenţe mijlocii. Totuşi, dacă transmisia pe buclă este suficient de mare pentru a-l face pe Q mult mai mare decît unitatea, amplificatorul va avea un răspuns în frecvenţă cu un vîrf important, iar răspunsul la semnalul treaptă va fi marcat de o oscilaţie amortizată. Acest fapt este arătat în fig. 19.4, în care s-au reprezentat răspunsurile în frecvenţă *normalizată* şi răspunsul la semnal-treaptă al amplificatorului pentru diverse valori ale lui Q.

Ca un al treilea exemplu, se va considera cazul în care amplificatorul de bază are trei poli pe semiaxa negativă reală:

$$a(s) = \frac{a_o}{(1 - s/s_a)(1 - s/s_b)(1 - s/s_c)}. \qquad (19.11)$$

Pentru $f(s) = f_o$ se obţine:

$$A(s) = \frac{a_o}{(1 + a_o f_o) + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3}. \qquad (19.12)$$

Această funcție are întotdeauna un pol real, dar pentru valori suficient de mari ale lui a_of_o, ceilalți doi poli părăsesc axa reală pentru a forma o pereche complexă. În plus, pentru valori suficient de mari ale lui $1 + a_of_o$, această pereche complexă se deplasează în partea din dreapta a planului complex. Deci, amplificatorul devine instabil, în sensul că răspunsul la semnal-treaptă este dominat de forme de undă exponențiale crescătoare.

Locul polilor, tipic pentru ecuația (19.12) este prezentat în fig. 19.5. Răspunsul în domeniul frecvenței și răspunsul la semnal-treaptă al amplificatorului poate fi prefigurat într-o oarecare măsură pornind de la valoarea Q-ului perechii de poli complecși. Polul real tinde să niveleze atît cocoașa răspunsului în frecvență, cît și oscilațiile ce apar în răspunsul la semnal-treaptă, care ar avea tendința să apară datorită perechii complexe. Acest lucru se va discuta în detaliu în § 19.2.3.

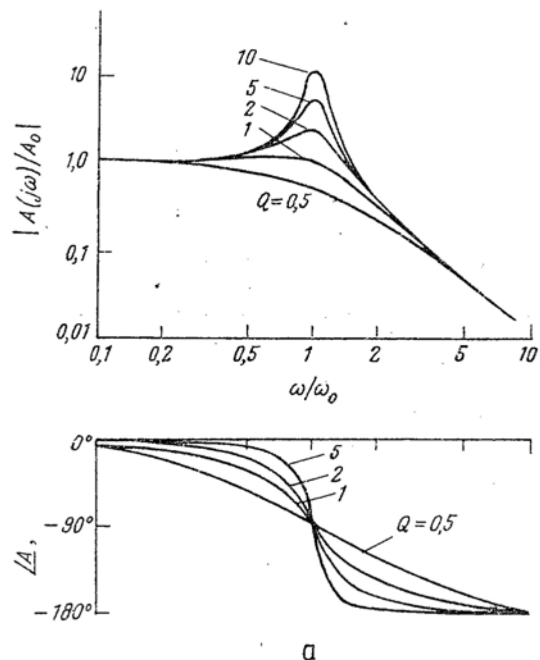
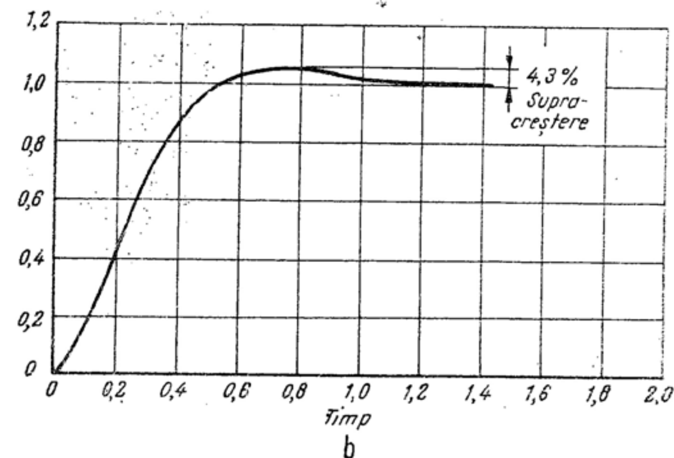


Fig. 19.4. Răspunsul normalizat al unui amplificator ideal cu reacție, cu doi poli:

a — răspunsul în frecvență; b — răspunsul normalizat la semnal-treaptă pentru $Q = 0{,}707$; c — supracreșterea procentuală în funcție de β/α pentru o pereche complexă de poli s_1 și $s_2 = -\alpha \pm j\beta$.

Din aceste trei exemple simple trebuie reținut că valoarea transmisiei pe buclă, în bandă, a_of_o, poate influența serios localizarea frecvențelor naturale ale lui $A(s)$ deci stabilitatea, răspunsul în frecvență și răspunsul



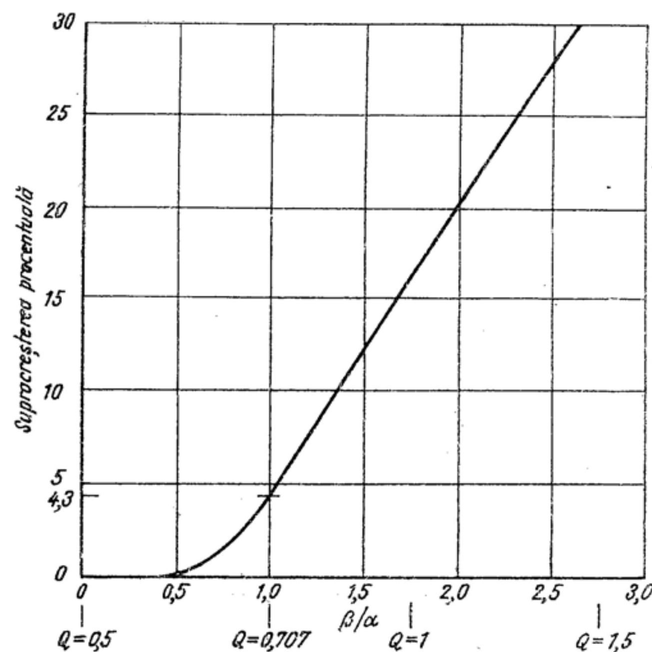


Fig. 19.4 b, c

tranzitoriu al amplificatoarelor cu reacție. O problemă importantă în proiectarea amplificatoarelor cu reacție este de a alege un amplificator de bază și o rețea de reacție adecvate, pentru a obține în același timp și o transmisie pe buclă mare (deci o desensibilizare bună) și un răspuns în frecvență și un răspuns tranzitoriu acceptabile.

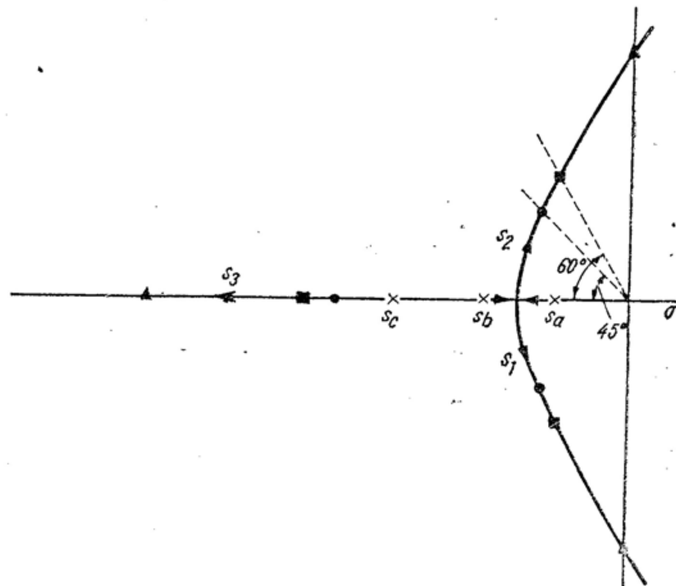


Fig. 19.5. Locul rădăcinilor s_1, s_2 și s_3 ale lui $A(s)$ pentru $a_o f_o$ crescînd de la zero. Se arată de asemenea localizările polilor pentru patru valori particulare ale lui $a_o f_o$.

Există două metode principale de analiză prin care se abordează cu succes această problemă. Una dintre ele se concentrează asupra localizării frecvențelor naturale ale lui $A(s)$ în planul complex — aceasta fiind metoda *locului rădăcinilor* (aceeași tehnică utilizată în acest paragraf pentru a introduce problema stabilității). Această metodă va fi discutată în amănunt în restul capitolului. A doua metodă, bazată numai pe răspunsul staționar sinusoidal al amplificatorului, $a(j\omega)$, va fi discutată în cap. 20.

19.2. CALCULUL LOCULUI RĂDĂCINILOR

Ideea esențială a metodei locului rădăcinilor este de a *trasa drumul pe care îl străbat frecvențele naturale, adică polii lui $A(s)$, în funcție de transmisia pe buclă la frecvențe medii $a_o f_o$*. Pe baza acestui loc, se determină

transmisia pe buclă maximă posibilă, care mai menține un răspuns în frecvență sau tranzitoriu „rezonabile" Dacă această valoare a lui $a_o f_o$ nu produce o desensibilizare suficientă, se pot adăuga *rețele compensatoare* care alterează localizarea polilor lui af. Aceasta se adaugă fie amplificatorului de bază, fie rețelei de reacție pentru a schimba forma locului. Cu o compensare adecvată se pot obține atît desensibilizarea dorită, cît și o localizare adecvată a polilor lui $A(s)$, pentru un răspuns bun în frecvență și tranzitoriu.

19.2.1. Construcția aproximativă a locului rădăcinilor

După cum s-a văzut în cap. 15, este o chestiune relativ simplă să se găsească polii unui amplificator folosind calculatorul numeric. Deci, se pot calcula cu ușurință polii lui $A(s)$ pentru un amplificator de bază dat și pentru cîteva valori ale funcției de reacție f. Din păcate, aceste calcule nu dau o imagine suficient de clară pentru a obține o proiectare adecvată, în special atunci cînd este necesară introducerea unei rețele de compensare pentru îmbunătățirea performanțelor.

Este, deci, important să se găsească un număr oarecare de reguli pentru schițarea aproximativă a locului rădăcinilor, cu scopul de a facilita procesul de proiectare.

Deși există multe reguli pentru formarea locului aproximativ [1], următoarele cinci reguli vor fi deosebit de utile pentru amplificatoarele cu reacție cu tranzistoare [2].

1. *Începutul și sfîrșitul locului: pentru valori crescătoare ale valorii reacției în bandă, locul fiecărui pol al lui $A(s)$ începe dintr-un pol al lui af și se sfîrșește într-un zero al lui af.*

Dacă se exprimă transmisia pe buclă

$$af = a_o f_o g(s), \tag{19.13}$$

unde $g(s)$ este un raport de polinoame egal cu unitatea pentru frecvențe din bandă, atunci :

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a_o f_o g(s)}. \tag{19.14}$$

Pentru valori finite, nenule ale lui $a_o f_o$, polii lui $A(s)$ apar numai acolo unde $a_o f_o g(s) = -1$. Dacă $a_o f_o$ este foarte mic, atunci pentru un pol al lui

[1] V. bibliografia [19.1].

[2] Dacă se dorește, argumentele de plauzibilitate urmînd fiecare din aceste reguli pot fi omise într-un curs introductiv, fără a se pierde continuitatea.

$A(s)$, funcția $g(s)$ trebuie să fie mult mai mare decît unu, adică în apropierea unui pol al lui $g(s)$ și deci al lui af. Reciproc, dacă a_of_o este foarte mare, atunci, pentru un pol al lui $A(s)$, funcția $g(s)$ trebuie să fie mult mai mică decît unu, deci foarte aproape de un zero al lui af. Deci, se poate spune

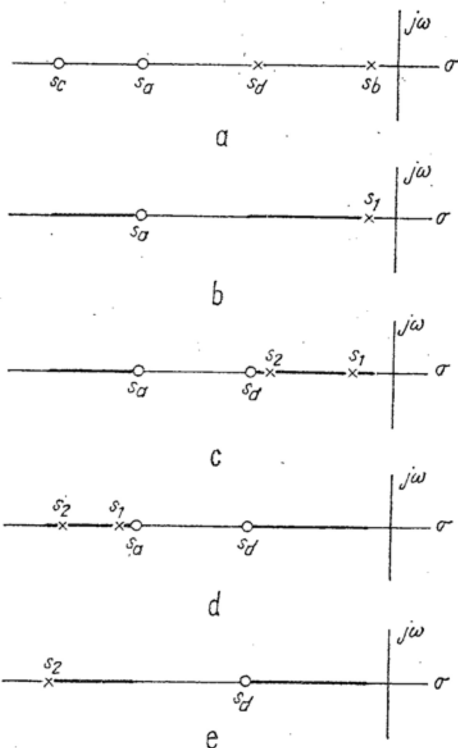


Fig. 19.6. Locul lui s_1 și s_2 pe axa reală pentru valori crescătoare ale lui a_of_o.

că pentru valori crescătoare ale valorii reacției în bandă, adică, crescînd a_of_o, locul fiecărui pol al lui $A(s)$ pleacă de la un pol al lui af și se termină pe un zero al lui af. Dacă af are mai mulți poli decît zerouri, anumite ramuri ale locului se vor termina pe zerourile de la infinit (se observă că polii lui $a(s)$ apar de asemenea în $g(s)$, ca în relația 19.13). Deci, așa cum s-a arătat mai sus, atît timp cît $0<a_of_o<\infty$, $A(s)$ nu are aceeași poli ca $a(s)$. Totuși, atunci cînd $f=0$, $A(s)$ are drept poli chiar polii lui $a(s)$. Mai mult, dacă $f_o=\infty$, polii lui $A(s)$ sînt zerourile lui $f(s)$.

Ca un exemplu simplu, se consideră cazul reprezentat în fig. 19.6 *a* unde amplificatorul de bază are un zero s_a și un pol s_b iar rețeaua de reacție are un zero s_c și un pol s_d. Pentru $f_o=0$, rezultă din ecuația (19.14) că

polii și zerourile lui $A(s)$, cum se arată în fig. 19,6, *b* sînt identici cu polii și zerourile lui $a(s)$. Pentru a_0f_0 finit, $A(s)$ este în continuare zero cînd $a(s)$ este zero (c. relația 19.14). Totuși, $A(s)$ nu mai are polii lui $a(s)$. Pentru a_0f_0 mic, se știe din discuția precedentă că polii lui $A(s)$ vor fi apropiați de s_b și s_d, ca în fig. 19.6,*c*. (Faptul că ei se află pe axa reală între s_b și s_d este explicat de regula 2 de mai jos.) Polii și zerourile lui $A(s)$, pentru a_0f_0 de valoare mare și a_0f_0 infinit, sînt de asemenea arătați în figură.

2. *Localizarea locului pe axa reală: locul polilor lui $A(s)$ include toate porțiunile de pe axa reală, situate la stînga unui număr impar de poli și zerouri din semiplanul stîng.*

Acele părți ale locului polilor lui $A(s)$ care se află pe axa reală se pot localiza cu ușurință. Din relația (19.3)

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)f(s)}. \tag{19.15}$$

Deci, pentru a avea un pol al lui $A(s)$ trebuie ca $1+af$ să fie zero; atunci af este egal cu -1. Pe axa reală, s este real; deci $a(s)f(s)$ trebuie să fie real, deoarece un polinom cu coeficienți reali și variabilă reală poate avea numai valori reale. Mai mult, se poate modifica a_0f_0 astfel încît af, pe axa reală, să fie unitar. În felul acesta, singura chestiune care se mai pune este: care segmente de pe axa reală corespund lui $\angle af = \pi$?

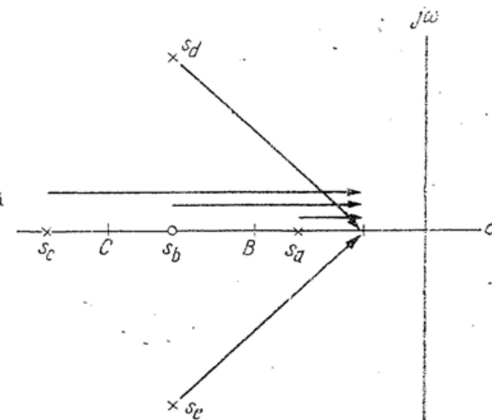


Fig. 19.7. Calculul locului pe axa reală pe baza polilor și zerourilor lui *af*.

Se consideră exemplul din fig. 19.7. Într-un punct *A*, contribuțiile polilor și zerourilor reali sînt zero. (Contribuția perechilor complex conjugate se anulează în orice punct de pe axa reală deoarece *af* este real). Deci, pentru această valoare a lui *s* faza lui *af* este zero.

Pentru un punct B, care se află între s_a și s_b, $\underline{/af}=\pi$. Pentru un punct între s_b și s_c, $\underline{/af}=0$. Generalizînd aceste exemple și faptul că polii lui $A(s)$ se deplasează continuu pe măsură ce a_0f_0 crește, se obține regula : locul polilor lui $A(s)$ include toate segmentele axei reale care au la dreapta un număr impar de poli și zerouri ai lui af.

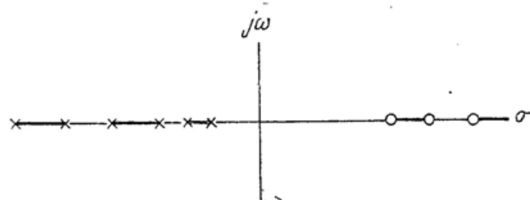


Fig. 19.8. Locul rădăcinilor pe axa reală pentru un amplificator cu reacție cu trei etaje.

Se observă că, pentru a simplifica regula, se ignoră zerourile din semiplanul drept. Pentru a arăta de ce este posibilă această simplificare, se examinează cazul reacției negative rezistive aplicate unei cascade de trei etaje cu emitor comun, cu cuplaj direct. Fără reacție, un astfel de amplificator va avea șase poli în semiplanul stîng și trei zerouri în semiplanul drept, cum e reprezentat în fig. 19.8. Dacă se aplică reacția *negativă*, atunci, prin definiție, a_of_o este *pozitiv*. Dar pentru acest amplificator, a_of_o este răspunsul pentru $s=0$, care reprezintă răspunsul în curent continuu. Rezultă din ecuația (19.15) că pentru orice valoare permisă a lui a_of_o, $A(0)$ trebuie să fie real și finit, adică $A(s)$ nu poate avea un pol la $s=0$. Deci locul polilor lui $A(s)$ pe axa reală *nu include originea* (fig. 19.8). Acest rezultat este același cu cel care s-ar fi obținut dacă s-ar fi aplicat regula 2 numai semiplanului stîng. Procedeul este corect deoarece, fiecare zero din semiplanul drept al lui af schimbă semnul lui a_0f_0, dar regula 2 include, deja, informația referitoare la semnul lui a_of_o.

3. *Formarea perechilor complexe : toate segmentele locului de pe semiaxa reală, între perechi de poli (sau poli și zerouri) ai lui af, trebuie să se ramifice într-un anumit punct de „despărțire", sub unghiuri drepte și să formeze perechi de poli complex conjugați.*

Fig. 19.6 este o ilustrare interesantă a regulii 2. Pentru acest caz, regula 2 spune că locul polilor lui $A(s)$ trebuie să se afle numai între s_a și s_c și între s_b și s_d, ca în fig. 19.6,*c*. Dar, se știe din regula 1 că, pentru a_0f_0 de valoare mică, unul dintre polii lui $A(s)$ este apropiat de s_b, iar celălalt aproape de s_d. Similar, pentru a_of_o de valoare mare, un pol al lui $A(s)$ se apropie de s_a, iar celălalt de s_c. Pentru a se mișca în mod continuu de la s_b și s_d către s_a și s_c, și fără a încălca în același timp condiția locului pe axa reală, polii lui $A(s)$ trebuie să părăsească axa reală și să formeze o pereche complex conjugată (v. fig. 19.9).

4. *Distanța medie față de axa imaginară : pentru o reacție rezistivă globală aplicată unui amplificator cu mai mulți poli, distanța medie a polilor lui $A(s)$ de la axa j va rămîne constantă pentru valori crescătoare ale lui a_0f_0.* Relația (19.12) ilustrează acest fapt. Se reamintește din ecuația (15.33) că :

$$\frac{a_{n-1}}{a_n} = -\sum s_j . \tag{19.16}$$

Deoarece toți polii complecși apar în perechi conjugate, partea imaginară a oricărei perechi complexe se va anula în această însumare, astfel încît ecuația (19.16) poate fi rescrisă ca :

$$\frac{a_{n-1}}{a_n} = -\sum \mathbf{Re}\,[s_j]. \tag{19.17}$$

Se va vedea că, pentru amplificatoarele cu mai mulți poli, avînd reacție rezistivă, cei doi coeficienți ai termenilor de putere maximă ai polinomului de la numitorul lui $A(s)$ nu sînt funcție de valoarea transmisiei

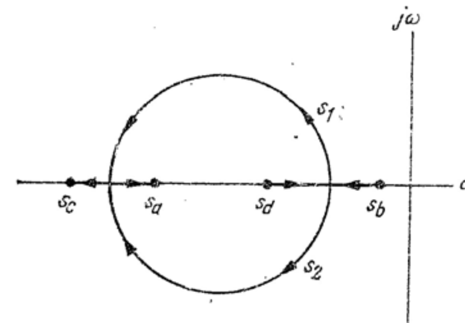


Fig. 19.9. Locul complet al rădăcinilor lui $A(s)$ pentru af dat de fig. 19.6, *a*.

pe buclă la frecvențe mijlocii a_of_o. Deci, pentru aceste amplificatoare, suma polilor (sau suma părților reale ale polilor) lui $A(s)$ va rămîne constantă pe măsură ce a_of_o se schimbă. De obicei, este mai ușor să se privească această condiție ca distanța medie față de axa j. Deci, se divid ambii membri ai relației (19.17) prin n, numărul de poli ai lui af :

$$\frac{a_{n-1}}{na_n} = \frac{-\mathbf{Re}\, s_j}{n} = \text{distanța medie a polilor față de axa } j. \tag{19.18}$$

Așadar, dacă n, a_a și a_{n-1} nu se schimbă, distanța medie a polilor lui $A(s)$ față de axa j (sau „centrul de greutate" al polilor) va fi constantă.

Rezultă din regula 1 că această distanță medie trebuie să fie aceeași ca distanța medie a polilor lui af față de axa j

5. Invariația polilor de valoare mare ai lui $A(s)$: *dacă frecvențele naturale ale circuitului echivalent la semnal mic al circuitului af sînt puternic separate , la frecvențe mijlocii și înalte, polii mai îndepărtați ai lui A(s) vor rămîne aproape neschimbați, pentru valori moderate ale reacției.*

Se consideră $af(s)$ în care polii sînt puternic separați și zerourile sînt mult mai îndepărtate de origine decît polii. Deoarece, în acest caz, af va scădea rapid sub frecvența limită superioară, af va fi invariabil mai mic decît unitatea pentru valorile lui s comparabile în mărime cu valorile polilor de înaltă frecvență.

Deci, în domeniul înaltei frecvențe, reacția are un efect neglijabil asupra dinamicii sistemului și $A(s)$ se apropie de $a(s)$.

În consecință, polii îndepărtați ai lui $A(s)$ sînt apropiați de polii lui $a(s)$, indiferent de valoarea reacției la mijlocul benzii.

Se vor ilustra cele arătate printr-un exemplu. Se presupune că funcția de transfer a circuitului echivalent la semnal mic al circuitului a, la frecvențe medii și înalte, are poli separați. De exemplu, se presupune că are trei poli identici la $s = -1$ și al patrulea este de o mie de ori mai mare, pe axa reală, la $s = -1000$.

Deci :

$$a(s) = \frac{1000\, a_o}{(s+1)(s+1)(s+1)(s+1000)} =$$

$$= \frac{a_0}{0{,}001\, s^4 + 1{,}003\, s^3 + 3{,}003\, s^2 + 3{,}001\, s + 1}.$$

Pentru reacție rezistivă, $f = f_0$, astfel că :

$$A(s) = \frac{a}{1+af} = \frac{a_0}{0{,}001\, s^4 + 1{,}003\, s^3 + 3{,}003\, s^2 + 3{,}001\, s + (1 + a_0 f_0)},$$

Polii lui $A(s)$ apar pentru acele valori ale lui s care fac numitorul (D) să tindă către zero. Deci, pentru a găsi cît de departe de $s = -1$ și de $s = -1000$ s-au mutat polii lui $A(s)$ pentru $a_o f_o$ egal cu 100, de exemplu, se examinează D pentru $s = -1$ și $s = -1000$.

Pentru $s = -1$, numitorul este egal cu :

$$D = 0{,}001 - 1{,}003 + 3{,}003 - 3{,}001 + (1 + a_o f_o).$$

Pentru $a_o f_o = 100$, $D = 100$ și este deci necesară o schimbare *majoră* pentru a produce $D = 0$. În mod concret, s trebuie făcut $-5{,}65$ sau $1{,}32 \pm j\, 4{,}0$

pentru a aduce din nou pe D la valoarea zero. Deci cei trei poli ai lui $A(s)$ din regiunea frecvențelor joase se află la o distanță considerabilă de $s = -1$, polii de joasă frecvență ai lui a.

Pe de altă parte, pentru $s = -1000$

$$D = 10^9 - 1{,}003 \times 10^9 + 3{,}003 \times 10^6 - 3{,}001 \times 10^3 + (1 + a_o f_o).$$

Pentru $a_o f_o = 100$, D este din nou egal cu 100, dar o foarte mică modificare a lui s (o parte la un milion) îl aduce pe D la valoarea zero, deoarece $a_o f_o$ nu este un termen dominant în acest domeniu de frecvență. Deci, polul de înaltă frecvență rămîne foarte aproape de $s = -1000$, polul de înaltă frecvență al lui a.

Se vor rezuma mai jos cele cinci reguli de bază pentru formarea locului rădăcinilor :

1. *Începutul și sfîrșitul locului* : pentru valori crescătoare ale reacției la frecvențe mijlocii, locul fiecărui pol al lui $A(s)$ începe dintr-un pol al lui af și se termină într-un zero al lui af.

2. *Localizarea locului pe axa reală* : locul polilor lui $A(s)$ include toate porțiunile axei reale care se află la stînga unui număr impar de poli și zerouri ai lui af, din semiplanul stîng.

3. *Formarea unei perechi de poli complecși* : toate segmentele locului de pe axa reală prezintă un punct de desprindere în două ramuri sub un unghi drept, pentru a forma perechi complex-conjugate.

4. *Distanța medie de la axa imaginară* : pentru reacție rezistivă aplicată unui amplificator cu mai mulți poli, distanța medie a polilor lui $A(s)$ de la axa imaginară j va rămîne constantă pe măsură ce $a_o f_o$ crește.

5. *Invarianța polilor de valoare mare ai lui A(s) într-un set de poli puternic separați* : dacă frecvențele naturale ale circuitului echivalent la semnal mic al lui af la frecvențe medii și înalte, sînt puternic separate, polii mai înalți corespunzători setului de frecvențe naturale, separate, ale lui $A(s)$ vor rămâne aproape neschimbați pentru valori medii ale reacției aplicate.

19.2.2. Exemple de calcul al locului rădăcinilor

Pentru a ilustra modul de calcul al locului rădăcinilor, se examinează stabilitatea unui amplificator cu reacție de tip nod-nod, cu trei etaje, ca în fig. 19.10, *a*. Pentru simplitate se folosește circuitul amplificatorului de bază din § 16.1 și § 18.3.3. Se impune proiectarea unei rețele de reacție care să facă posibilă obținerea în același timp a unei transmisii pe buclă mari (deci, o desensibilizare mare) și un răspuns acceptabil al amplificatorului.

Trebuie să rămînă clar din discuția precedentă, în special din § 19.1.1 că, aspectele legate de analiza și proiectarea amplificatorului cu reacție la frecvențe înalte și la frecvențe joase pot fi considerate separat. Așadar,

în discuția de față se va considera numai problema stabilității la înaltă frecvență. Desigur, problema stabilității la joasă frecvență poate fi la fel de dificilă ca problema stabilității la înaltă frecvență. Deoarece metoda de analiză este identică, se va discuta aici numai ultima problemă.

Pe baza discuției din § 18.3, se pot desena circuitele *a* și *f* la frecvențe medii și înalte, pentru amplificatorul din fig. 19.10, *a*. Aceste circuite sînt arătate în fig. 19.10, *b* și *c*. Se reamintește din § 18.3.3 că (ignorînd problema stabilității), se poate folosi o rezistență de 5000 Ω pentru reacție, în scopul de a se obține o desensibilizare egală cu 71. Deoarece $R_s = 50\ \Omega$ și $R_L = 100\ \Omega$, e clar că pentru această desensibilizare (sau mai mică), R_f poate fi neglijat în fig. 19.10,*b* comparat cu R_s sau R_L. Dacă se face această presupunere, circuitul *a* devine identic cu amplificatorul cu 3 etaje din § 16.1.2 (v. fig. 16.2), deci are frecvențele naturale (în unități de ns^{-1}):

$$s_a = -0{,}0251$$
$$s_b = -0{,}0943$$
$$s_c = -0{,}409$$
$$s_d = -9{,}55$$
$$s_e = -18{,}22$$
$$s_f = -28{,}56.$$

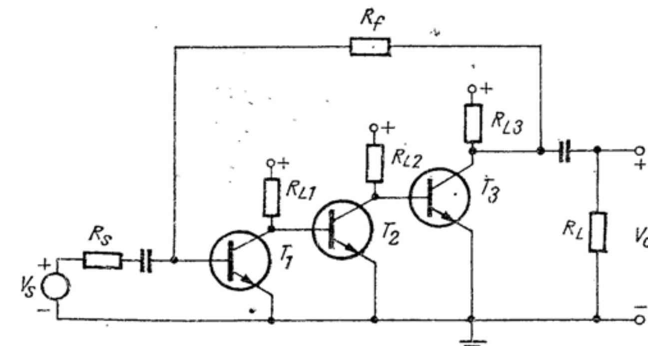
Amplificatorul are de asemenea, trei zerouri în semiplanul drept; ca și în cap. 16, acestea sînt atît de îndepărtate, încît nu joacă nici un rol în discuția de față.

Acum, se poate schița locul rădăcinilor pentru acest amplificator. Se știe din § 19.2.1 că locul polilor lui $A(s)$ începe din polii lui $a(s)$ specificați mai sus. Pe axa reală, locul există numai între s_a și s_b, între s_c și s_d și între s_e și s_f. De asemenea, distanța medie la axa *j* a polilor lui $A(s)$ va fi conform ecuației (19.18):

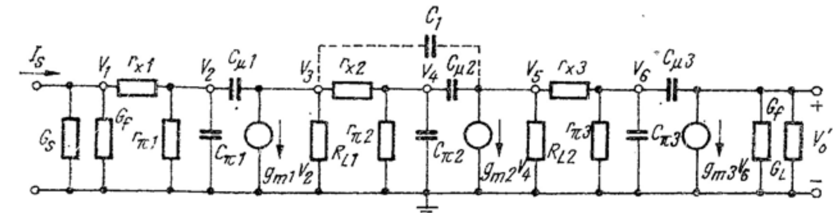
$$\frac{\mathbf{Re}\,(s_j)}{n} = -\,9{,}48\ \text{ns}^{-1}.$$

Totuși, deoarece polii lui $a(s)$ sînt atît de puternic separați, se iau în considerație regula 5 și regula 1; pentru o reacție nu prea mare, cei trei poli superiori ai lui $A(s)$ vor rămîne apropiați de pozițiile s_d, s_e și s_f date anterior. Deci se poate modifica regula 4 și relația (19.18) pentru a justifica faptul că distanța medie a celor *trei poli inferiori* ai lui $A(s)$ va rămîne neschimbată în raport cu axa *j*. Deci:

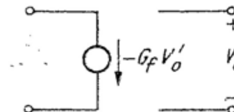
$$\frac{s_a + s_b + s_c}{3} = \frac{-\,0{,}528}{3} = -\,0{,}176\ \text{ns}^{-1}.$$



a



b



c

Fig. 19.10. Amplificator cu reacție cu trei etaje (din § 16.1 și 18.3.3):
a — amplificator cu reacție cu trei etaje (nod-nod); *b* — circuitul *a* presupunind $R_{L3} >> R_l$; *c* — circuitul *f*.
Valorile elementelor sînt:

Elementul	Unitatea de măsură	T_1	T_2	T_3
r_x	kiloohmi	0,2	0,05	0,025
r_π	kiloohmi	2,5	0,5	0,25
g_m	mS	40	200	400
C_π	picofarazi	9 --	45	90
C_μ	picofarazi	2	2	2
R_L	kiloohmi	0,5	0,2	$\gg R_L$
$R_s = 50$	ohmi			
$R_L = 100$	ohmi			

Pe această bază, reprezentarea locului rădăcinilor pentru cei *trei poli inferiori* ai lui $A(s)$ va arăta ca în fig. 19.5. Polul s_3 pornește de la $s_c = -0{,}409$ și se deplasează la stînga, în timp ce s_1 și s_2 pornesc de la $s_a = -0{,}025$ și $s_b = -0{,}094$ și se deplasează unul către altul. După ce s_1 și s_2 formează o pereche complexă, ei se vor deplasa către dreapta pentru a păstra constantă distanța medie la axa imaginară, egală cu $-0{,}176$. Eventual, ei se deplasează în semiplanul drept, iar amplificatorul devine instabil.

Se va determina în continuare valoarea desensibilizării care poate fi obținută, menținînd un răspuns în frecvență acceptabil. Folosind numai cei trei poli inferiori, se găsește :

$$a(s) \approx \frac{a_0\,(0{,}0251)\,(0{,}0943)\,(0{,}409)}{(s+0{,}0251)\,(s+0{,}0943)\,(s+0{,}409)} \approx \qquad (19.19\text{ a})$$

$$\approx \frac{a_0\,(9{,}67 \times 10^{-4})}{s^3+0{,}528s^2+0{,}0516s+9{,}67\times 10^{-4}}. \qquad (19.19\text{ b})$$

Deci

$$A(s) = \frac{a}{1+af} = \frac{a_0\,(9{,}67 \times 10^{-4})}{s^3+0{,}528\,s^2+0{,}0516\,s+(9{,}67\times 10^{-4})\,(1+a_of_o)}. \qquad (19.20)$$

Presupunem că se acceptă o ușoară cocoașă în răspunsul în frecvență. Atunci, conform fig. 19.3, *a* și 19.4 *a*, perechea complexă poate fi localizată la $\pm 60°$ față de origine ($Q = 1$) :

$$A(s) = \frac{k}{(s-\gamma)\,(s-\alpha-j\sqrt{3}\,\alpha)\,(s-\alpha+j\sqrt{3}\,\alpha)} = \qquad (19.21\text{ a})$$

$$= \frac{k}{s^3-s^2(2\alpha+\gamma)+2\alpha s\,(2\alpha+\gamma)-4\alpha^2\gamma}. \qquad (19.21\text{ b})$$

Avem acum trei necunoscute : localizările polilor α și γ, și transmisia pe buclă la frecvențe medii a_of_o. Ele pot fi determinate prin identificarea coeficienților în relația (19.20) între relațiile (19.20) și (19.21 b) :

$$-(2\alpha+\gamma) = 0{,}528 \qquad (19.22)$$

$$2\alpha(2\alpha+\gamma) = 0{,}0516 \qquad (19.23)$$

$$-4\alpha^2\gamma = (9{,}67\times 10^{4})\,(1+a_of_o) \qquad (19.24)$$

Deci, din ecuațiile (19.22) și (19.23) :

$$\alpha = -\frac{0{,}0516}{2(0{,}528)} = -0{,}049\ \text{ns}^{-1}.$$

Pentru a determina pe γ, se înlocuiește α în ecuația (19.22) :

$$\gamma = -0{,}528-2(-0{,}049) = -0{,}43\ \text{ns}^{-1}.$$

Acum, din relația (19.21 a), cei trei poli inferiori ai lui $A(s)$ vor fi (în ns^{-1}

$$s_1 = -0{,}049 + j\,0{,}085 \qquad (19.25\text{ a})$$

$$s_2 = -0{,}049 - j\,0{,}085$$

$$s_3 = -0{,}43. \qquad (19.25\text{ c})$$

Se determină acum transmisia pe buclă a_of_o. Din ecuația (19.24) :

$$9{,}67 \times 10^{-4}\,(1+a_of_o) = -4\alpha^2\gamma =$$

$$= -4(-0{,}049)^2(-0{,}43) = 4{,}14 \times 10^{-3}.$$

Deci :

$$1+a_of_o = 4{,}3$$

$$a_of_o = 3{,}3.$$

Valoarea rezistenței de reacție poate fi determinată dacă se ține cont de valoarea lui $a_o = -354$ kΩ din § 18.3.3 :

$$G_f = -f_o = -\frac{3{,}3}{a_o} = -\frac{3{,}3}{-354} = 0{,}93 \times 10^{-2}\ \text{mS}$$

$$R_f = 104\ \text{k}\Omega.$$

Răspunsul la frecvență al amplificatorului va fi controlat în primul rînd de perechea de poli complecși, astfel că lărgimea de bandă poate fi estimată cu ajutorul fig. 19.3 și 19.4.

Constanta de normalizare ω_o va fi acum,

$$\omega_o = [(0{,}049)^2 + (0{,}085)^2]^{1/2} = 0{,}098\ \text{ns}^{-1}$$

iar Q este unitar. Așadar va exista o ușoară cocoașă a răspunsului în frecvență, iar frecvența limită superioară va fi puțin mai mare decît ω_o, în mod concret, ω_h va fi de aproximativ 120 Mrad/s.

În concluzie, maximum de desensibilizare ce se poate obține cu o reacție *rezistivă*, menținînd un răspuns relativ plat, este egală cu 4,3, valoare mult inferioară celei impuse, egală cu 70. Cititorul poate verifica faptul că pentru orice valoare a desensibilizării mai mare decît 28,2, amplificatorul este instabil, adică, are poli în semiplanul drept (v. problema P.19.1).

Pentru a verifica aceste rezultate, s-au calculat frecvențele naturale ale amplificatorului complet, cu reacție (fig. 19.10, *a*), cu ajutorul calculatorului, pentru valori ale lui G_f în jurul valorii stabilite mai sus.

Tabelul 19.1

Polii calculați pe calculator ai lui A(s) pentru valori variabile ale reacției rezistive (unitățile de măsură ns $^{-1}$)

G_f (mS)	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6
0,001	−0,045	−0,071	−0,412	−9,55	−18,22	−28,56
0,025	−0,056	$\pm j0,036$	−0,417	−9,55	−18,22	−28,56
0,005	−0,052	$\pm j0,061$	−0,424	−9,55	−18,22	−28,56
0,0093	−0,047	$\pm j0,087$	−0,435	−5,55	−18,22	−28,56
0,046	−0,012	$\pm j0,184$	−0,504	−9,55	−18,22	−28,56

Rezultatele sînt prezentate în tabelul 19.1 și fig. 19.11. Concordanța între localizarea pentru $G_f = 0,0093$ mS (relația 19.25) și rezultatul dat de calculator, este excelentă, astfel că anumite aproximații sînt permise, mai ales cea referitoare la neglijarea celor trei poli superiori (cel puțin în acest caz).

19.2.3. Criterii pentru un răspuns acceptabil

Din exemplul precedent, reiese clar că valoarea reacției $a_o f_o$ ce poate fi aplicată amplificatorului are un efect important asupra localizării polilor lui $A(s)$. De exemplu, observați fig. 19.11. În acest moment este posibil să se controleze polii lui $A(s)$, dar apar probleme noi :

— ce înseamnă „un răspuns satisfăcător" în frecvență sau la semnal treaptă al amplificatorului ;

— care sînt restricțiile pe care le impune polilor lui $A(s)$, acest răspuns satisfăcător.

Criteriile pentru răspuns „satisfăcător" în frecvență depind mai ales de aplicație. De exemplu, pentru un amplificator de osciloscop, un răspuns la semnal treaptă prezentînd supracreșteri, nu este acceptabil. Pe de altă parte, pentru amplificatoare audio, o mică supracreștere în răspunsul la semnal treaptă, este permisă. Pentru multe servo-amplificatoare este permisă o supracreștere substanțială și, de asemenea, o cocoașă în răspunsul în frecvență, cu scopul de a obține un timp rapid de răspuns la semnal treaptă.

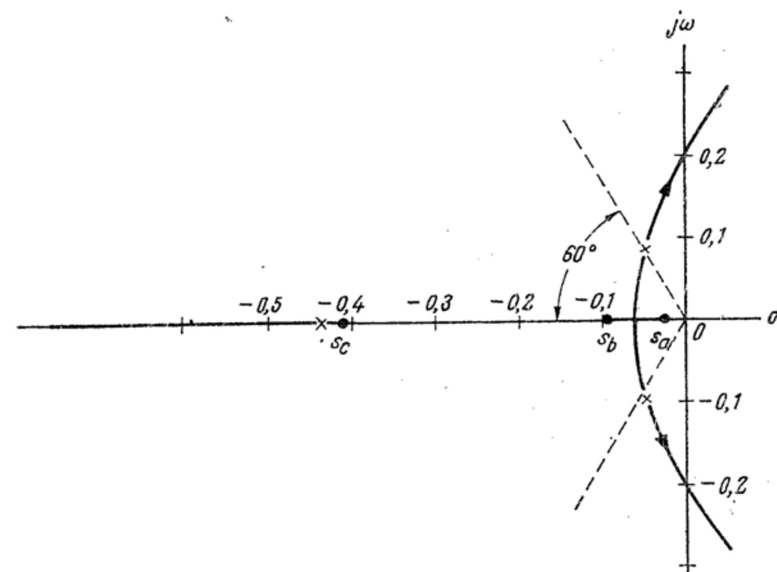


Fig. 19.11. Locul rădăcinilor pentru cei trei poli inferiori ai lui $A(s)$ ai amplificatorului din fig. 19.10, obținuți prin calcularea polilor lui $A(s)$ pentru diverse valori ale rezistenței de reacție R_f (v. tabelul 19.1). Pozițiile polilor indicați sînt impuse de $G_f = 0,0093$ mS. Unitatea de măsură este ns^{-1}.

Localizarea polului (și a zeroului) unui amplificator determină în mod unic (cu excepția unei constate) răspunsul tranzitoriu și în frecvență. Din păcate, relația între localizarea polilor și răspunsul amplificatorului este de multe ori complicată. Se știe, totuși, că dacă amplificatorul are o pereche de poli complecși, este posibil ca răspunsul tranzitoriu să fie oscilant, iar răspunsul în frecvență să aibă un vîrf în dreptul frecvenței de oscilație. În mod specific, pentru o singură pereche de poli complecși cu Q mai mare decît 0,5 va exista o supracreștere și o oscilație în răspunsul la semnal treaptă și respectiv, o cocoașă în domeniul frecvenței (v. fig. 19.4).

Se va vedea în paragraful următor că, printr-o compensare adecvată, este posibil să se deplaseze un pol real al lui $A(s)$ în așa fel, încît să se afle pe același cerc cu centrul în origine, ca și perechea complexă. În acest caz și supracreșterea în răspunsul la semnal treaptă și vîrful ce apare în carac-

teristica de frecvență sînt reduse. Pentru o anumită configurație particulară cu trei poli, denumită configurația *Butterworth* [1], cocoașa în răspunsul în frecvență dispare, iar răspunsul tranzitoriu devine „maximum plat". În general, polii unui filtru Butterworth sînt valorile rădăcinilor de ordin $2n$ din semiplanul stîng [2] ale lui $(-1)^{n+1}$.

Deci, rădăcinile sînt așezate simetric pe o circumferință cu rază unitară, ca în fig. 19.12 *a*, pentru o configurație cu doi și trei poli. Aceste două configurații sînt foarte folositoare, deoarece proiectarea amplificatoarelor cu reacție cu una din aceste două tipuri de localizări a polilor, este foarte simplă.

Răspunsurile în frecvență normalizate, ale filtrelor Butterworth cu doi poli și trei poli sînt reprezentate în fig. 19.12, *b*, împreună cu un circuit *RC* simplu (Butterworth cu un pol!). În fiecare caz, se presupune că polii se află pe un cerc de rază unitară. Deoarece frecvența limită superioară a oricărui filtru Butterworth este egală cu raza polului, toate cele trei filtre au aceeași lărgime de bandă în această normalizare. Totuși nu trebuie să se ajungă la o concluzie pripită. Se va vedea în continuare, că apare o creștere majoră a lărgimii benzii și desensibilizării unui amplificator cu reacție, cînd configurația polilor dominanți trece de la unul la doi sau trei poli în configurația Butterworth [3].

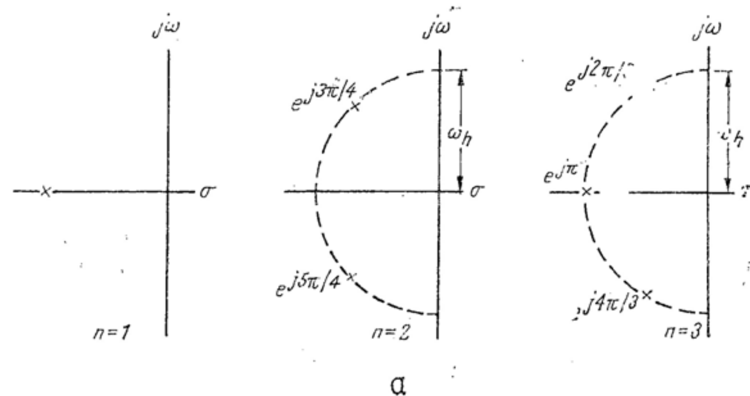
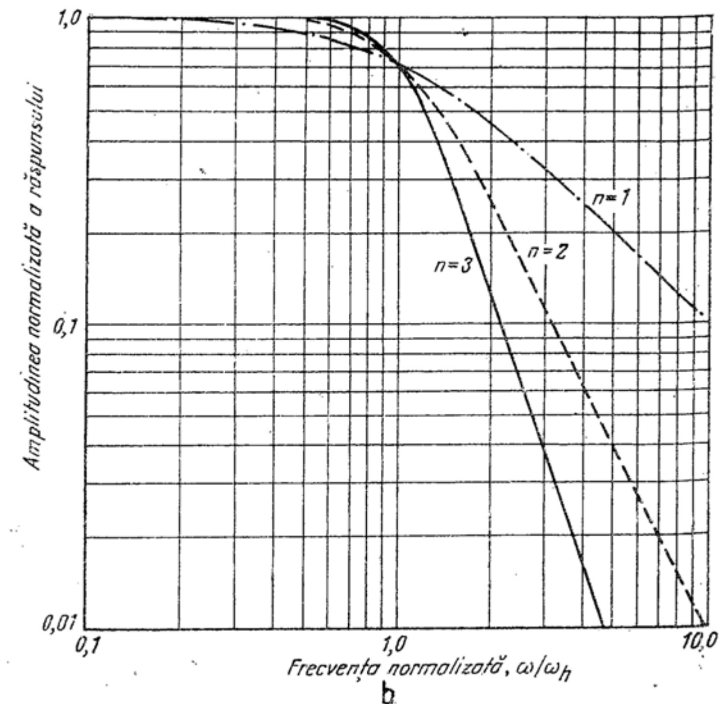


Fig. 19.12. Filtre Butterworth cu unu, doi și trei poli:
a – constelațiile polilor; *b* – răspunsul în frecvență normalizat; *c* – răspunsul în frecvență normalizată
c – răspunsul la semnal treaptă normalizat în unități de 2,2 $/\omega_h$.



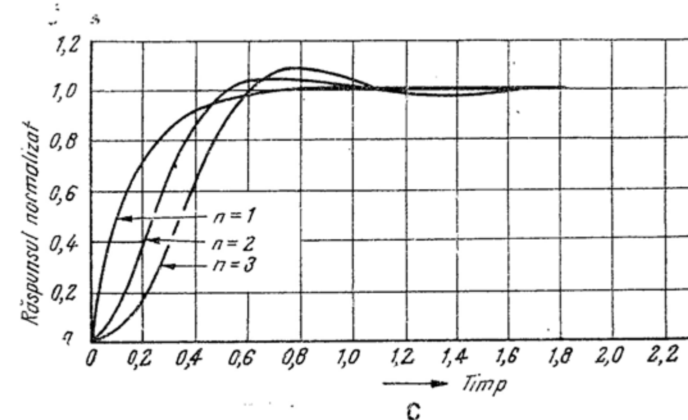


Fig. 19.12

[1] Configurația Butterworth cu doi poli a fost luată în considerație pe scurt în § 17.2.3.

[2] V. bibliografia [19.2] și [19.3].

[3] O îmbunătățire ulterioară în lărgimea de bandă și desensibilizare s-ar obține dacă se acceptă vîrfuri în funcția de transfer. În cest caz, polii ar trebui așezați pe o elipsă și nu pe un cerc. Rezultă conigurația unui filtru Cebîșev (v. bibliografia [19.4]).

În fig. 19.12, *c*, se include de asemenea răspunsul la semnal treaptă al unui filtru Butterworth cu trei poli. Vîrfurile supracreşterilor pentru cele trei cazuri sînt date în tabelul 19.2. Se observă că supracreşterea pentru un filtru cu trei poli este de numai 8,15 %, deşi perechea complexă are $Q = 1$. Comparaţia cu fig. 19.4,*b* indică faptul că, avînd numai această pereche complexă, supracreşterea ar fi de aproximativ 11 %.

Tabelul 19.2

Supracreşterea în răspunsul la salt treaptă pentru filtrul Butterworth

Numărul de poli	Supracreşterea (%)
1	0
2	4,3
3	8,15

Deoarece sîntem în posesia unui ghid aproximativ pentru un răspuns acceptabil, se poate reveni pe scurt la determinarea relaţiei dorite între localizarea polilor şi parametrii amplificatorului cu reacţie. În paragraful precedent s-a dat un exemplu de felul cum se poate fi stabilită această relaţie. În general se identifică coeficienţii în expresia lui $A(s)$ (cei trei poli inferiori) :

$$A(s) = \frac{k}{s_3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \tag{19.26}$$

cu coeficienţii corespunzători (după dezvoltare) ai lui $A(s)$ exprimaţi în funcţie de o anumită configuraţie particulară de poli,

$$A(s) = \frac{k}{(s - \gamma)(s - \alpha + j\beta)(s - \alpha - j\beta)}. \tag{19.27}$$

Prin identificarea coeficienţilor, se obţin relaţiile pentru b_2, b_1 şi b_0 în raport cu localizarea dorită a polilor. În tabelul 19.3 se dau relaţiile de legătură pentru cîteva localizări de poli considerate frecvent, incluzînd filtrul Butterworth cu trei poli.

În anumite cazuri este posibil să se rezolve ecuaţiile pentru b_2, b_1 şi b_0 explicit, pentru a obţine relaţiile pentru localizarea polilor, α, β, γ, în funcţie de coeficienţii polinomiali. Aceste relaţii sînt date în tabelul 19.4. Dîndu-se oricare două valori dintre b_2, b_1, b_0, γ şi α (sau relaţiile de legă-

tură corespunzătoare) şi fie Q-ul, fie unghiul polilor se pot folosi tabelele 19.3 şi 19.4 pentru a găsi restul parametrilor.

Tabelul 19.3

Coeficienţii polinominali în funcţie de localizarea polilor*

Q-ul perechii complexe	Unghiul faţă de axa reală	b_2	b_1	b_0
0,5	0° (doi poli împreună)	$-(2\alpha+\gamma)$	$\alpha(\alpha+2\gamma)$	$-\alpha^2\gamma$
0,707	±45°	$-(2\alpha+\gamma)$	$2\alpha(\alpha+\gamma)$	$-2\alpha^2\gamma$
1	±60°	$-(2\alpha+\gamma)$	$2\alpha(2\alpha+\gamma)$	$-4\alpha^2\gamma$
1	±60° (Butterworth)	-4α	$8\alpha^2$	$-8\alpha^3$
∞	±90°	$-\gamma$	β^2	$-\gamma\beta^2$

* Simbolurile sînt definite în relaţiile (19.26) şi (19.27).

Tabelul 19.4

Localizările polilor în funcţie de coeficienţii polinomiali

Q-ul perechii complexe	Unghiul faţă de axa reală	Perechea complexă α	Polul real β	γ
0,5	0° (doi poli împreună)	$(3\alpha^2+2b_2+b_1=0)$	0	$-b_2-2\alpha$
0,707	±45°	$\left(\alpha^2+b_2\alpha+\frac{b_1}{2}=0\right)$	α	$-b_2-2\alpha$
1	±60°	$-\frac{b_1}{2b_2}$	$\sqrt{3}\alpha$	$-b_2-2\alpha$
1	±60° (Butterworth)	$-\frac{b_2}{4}$	$\sqrt{3}\alpha$	2α
∞	±90°	0	$\sqrt{b_1}$	$-b_2$

* Simbolurile sînt definite în relaţiile (19.26) şi (19.27).

Este important să se observe că ambele tabele au fost obţinute folosind o normalizare specifică a polinomului de la numitor dat în ecuaţia (19.26). Aşadar, tabelele sînt corecte numai dacă coeficientul lui s^3 în $A(s)$ a fost normalizat, fiind egal cu 1.

19.2.4. Compensarea prin modificarea reţelei de reacţie

Revenind la amplificatorul cu reacţie din § 19.2.2, este necesară o valoare a reacţiei substanţial mai mare decît $a_o f_o$, egal cu 3,3, dacă se doreşte obţinerea unei desensibilizări corespunzătoare. În acest subparagraf şi în următoarele se studiază căile de *compensare* a amplificatorului. Aceasta se realizează prin adăugarea de componente pasive de circuit fie amplificatorului de bază, fie reţelei de reacţie pentru a schimba polii şi zerourile lui af. Printr-o compensare adecvată, se poate creşte $a_0 f_0$ menţinînd Q-ul perechii complexe la o valoare subunitară. O cale de a realiza acest deziderat este adăugarea de elemente reactive reţelei de reacţie.

În acest paragraf se ilustrează faptul că prin adăugarea unui mic condensator C_f în paralel cu G_f (fig. 19.13, a) putem aduce o modificare importantă locului rădăcinilor şi deci o îmbunătăţire substanţială a performanţelor amplificatorului cu reacţie.

Circuitul a al acestui amplificator (fig. 19.3, b) este acelaşi ca în fig. 19.10 b, cu excepţia încărcării capacitive suplimentare de la intrare şi ieşire. Acum există opt condensatoare în circuitul a, dar datorită existenţei unei bucle de condensatoare nodurile V_6 şi V_o', există numai şapte elemente independente de stocare a energiei. Deci, vor exista şapte frecvenţe naturale. După cum se va vedea în curînd, valoarea lui C_f necesară pentru a compensa amplificatorul este foarte mică (fracţiuni de picofarad). Deci, C_f va adăuga un nou pol lui $a(s)$, la o frecvenţă foarte înaltă, dar va cauza o schimbare minoră în localizarea celorlalţi poli. Deci, restul proiectării se va baza pe presupunerea că *cei trei poli inferiori ai lui* $a(s)$ *sînt nemodificaţi de prezenţa lui* C_f. Această presupunere, deşi oarecum arbitrară în acest moment, va fi verificată pe calculator ca o concluzie a proiectării.

Se poate calcula funcţia de transfer f prin analizarea fig. 19.13, c:

$$f(s) = \frac{I_t}{V_0'} = -(G_f + sC_f). \tag{19.28}$$

Dacă se aproximează $a(s)$ folosind numai cei trei poli inferiori, ca în relaţia (19.19 a), transmisia pe buclă va fi :

$$af(s) = \frac{-a_0(9{,}67 \times 10^{-4})(G_f + sC_f)}{(s+0{,}0251)(s+0{,}0943)(s+0{,}409)}. \tag{19.29}$$

Transmisia pe buclă are acum un zero de valoare finită la :

$$s_f = \frac{-G_f}{C_f}.$$

Acest zero poate schimba profund forma locului rădăcinilor al amplificatorului.

Se poate schiţa locul rădăcinilor pentru polii lui $A(s)$ pentru cîteva valori ale lui s_f. Dacă se presupune că $|s_f|$ este mai mare decît $|s_c|$, se obţine locul rădăcinilor reprezentat în fig. 19.14a [1]. Din § 19.2.1 şi regula 2

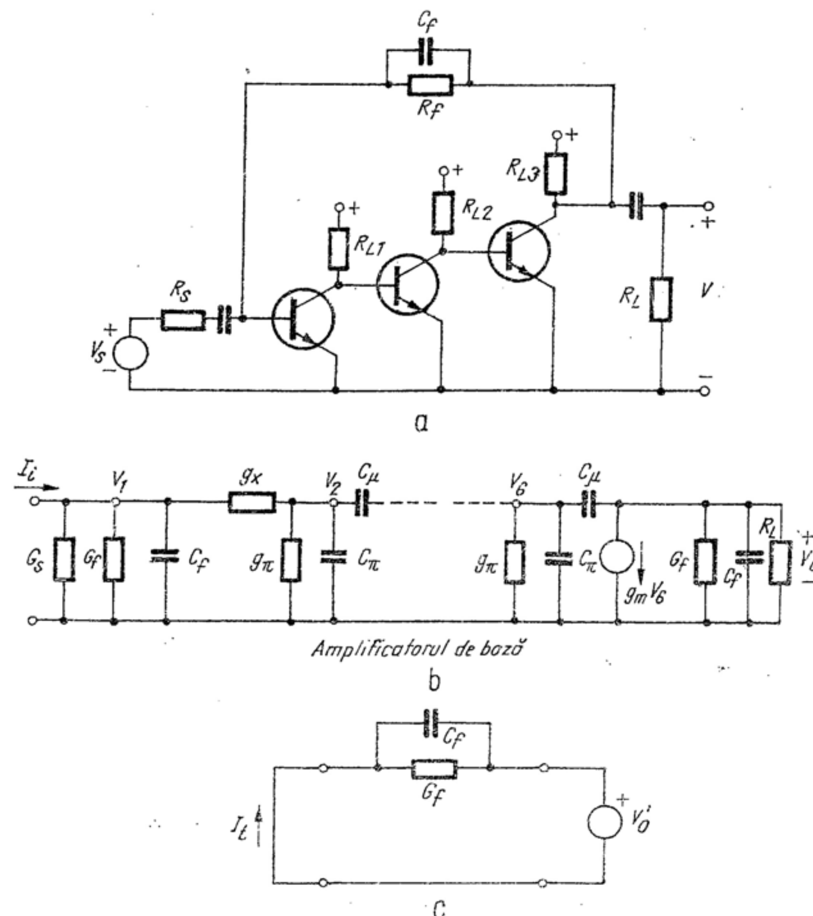


Fig. 19.13. Amplificator cu reacţie cu C_f adăugat;
a — amplificator cu reacţie cu C_f adăugat; b — circuitul a; c — circuit pentru calculul funcţiei de transfer f.

[1] Pentru a calcula formal locul din fig. 19.14, şi G_f şi C_f trebuie să fie schimbaţi astfel încît produsul $R_f C_f$ să rămînă constant cînd $a_0 f_0$ se schimbă. În felul acesta se poate modifica cantitatea de reacţie în bandă păstrînd însă zeroul s_f fixat.

2 reiese clar că locul de pe axa reală va începe pe s_c şi se va termina pe s_f. Ceilalţi poli ai lui $A(s)$ se vor apropia şi vor forma o pereche complexă.

Dacă se neglijează efectul de încărcare al lui C_f asupra circuitului *a*, distanţa medie a polilor lui $A(s)$ faţă de axa $j\omega$ nu se schimbă datorită zeroului din reacţie (v. problema P.19.2). Deci, deoarece polul s_3 se deplasează numai către s_f, *asimptotele pentru perechea complexă, pentru valoare mare a reacţiei, trebuie să fie paralele cu axa* $j\omega$, ca în figură.

Aşadar, pentru o alegere corectă a lui s_f, acest loc nu trece niciodată în semiplanul drept. Amplificatorul cu reacţie este totdeauna stabil (dacă se consideră numai efectele dominante) (v. problema P.19.3).

Fig. 19.14 *a* reprezintă funcţia de transfer $G_s V_o/I_i$ obţinută experimental folosind un amplificator[1], similar aceluia din fig. 19.13, *a* cu $|s_f| >> |s_c|$. Răspunsul prezintă un vîrf, indicînd că este dominat de perechea complexă. Localizarea polilor corespunzători este arătată pe locul rădăcinilor.

Dacă se alege G_f/C_f astfel încît s_f să se afle între s_b şi s_c, se obţine reprezentarea din fig.19.14, *b*. Deoarece s_3 se deplasează în interior atunci cînd reacţia creşte, perechea de poli complecşi se deplasează către exterior faţă de axa *j*.

Această alegere a lui s_f duce la o localizare a polilor mai bună decît aceea din fig. 19.14, *a*.

Dacă s_f se deplasează mai mult către axa imaginară, astfel încît ajunge între s_a şi s_b, se obţine locul cu aspectul din fig. 19.14, *c*. În acest caz regula 2 cere ca polul cel mai mic să rămînă pe axa reală, iar ceilalţi doi poli să se despartă de axă pentru a forma o pereche complexă. Răspunsul în frecvenţă este dominat acum de polul real inferior deci banda este considerabil mai îngustă decît în cazul anterior. Dacă se aplică o reacţie suficient de puternică pentru a duce perechea complexă suficient de departe de axa reală, va apare o cocoaşă în răspunsul în frecvenţă ca în fig. 19.14, *c*. Totuşi, deoarece această cocoaşă va apare peste frecvenţa limită superioară ea nu îmbunătăţeşte lărgimea de bandă a amplificatorului.

Deplasînd s_f sub valoarea lui s_a, răspunsul se deteriorează în continuare cum se poate vedea fie din locul rădăcinilor, fie din răspunsul în frecvenţă din fig. 19.14, *d*.

Rezultă că trebuie să existe o localizare optimă pentru s_f, undeva între s_b şi s_c. O alegere excelentă, care produce o lărgime de bandă maximă, fără vîrfuri, cere selecţionarea poziţiei lui s_f şi a lui $a_o f_o$ pentru a plasa cei 3 poli inferiori ai lui $A(s)$ într-o configuraţie de filtru Butterworth cu

[1] Acest amplificator poate fi folosit ca bază pentru o demonstraţie experimentală de curs asupra compensării (v. § 19.4).

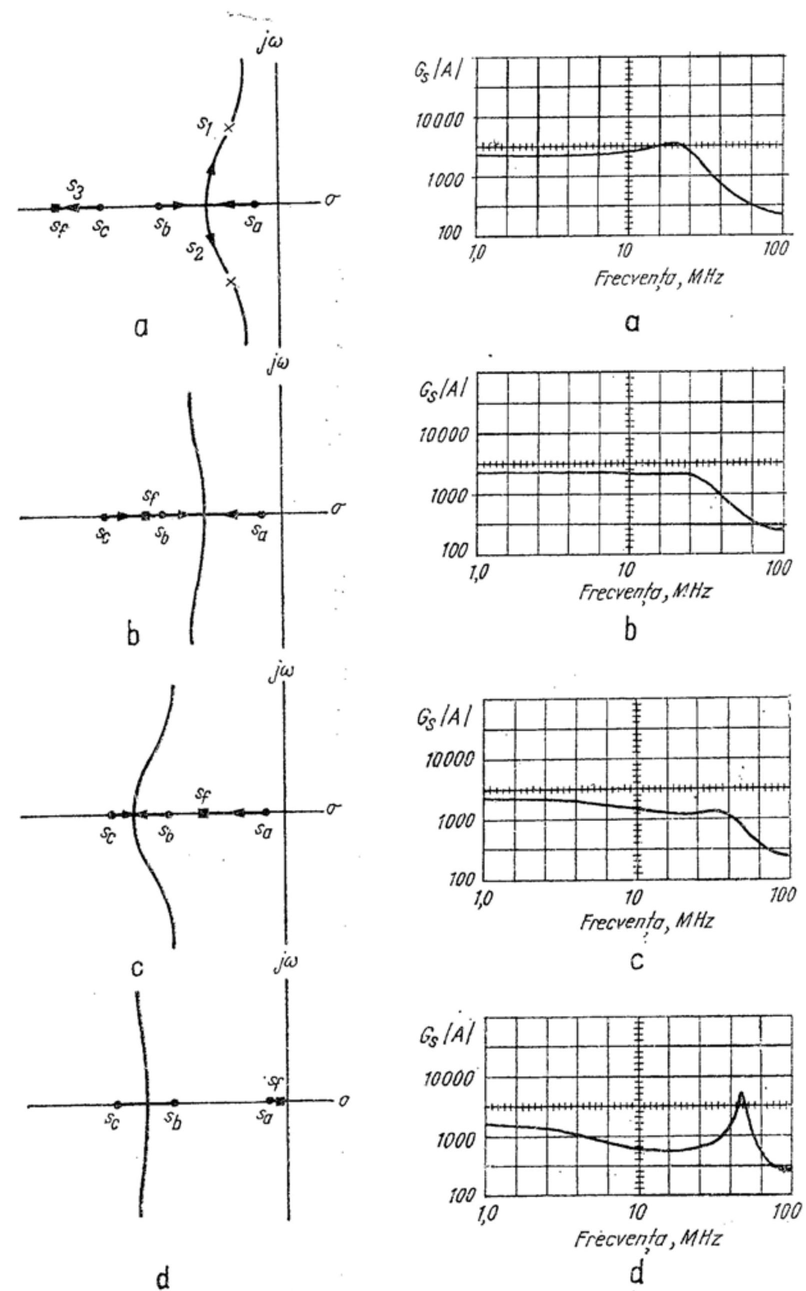


Fig. 19.14. Locul rădăcinilor şi răspunsul în frecvenţă măsurat pentru diverse valori ale lui s.

trei poli. Aceasta înseamnă că se vor alege s_f și $a_o f_o$ astfel încît $A(s)$ să fie de forma:

$$A(s) = \frac{K}{(s - 2\alpha)\ (s - \alpha + j\sqrt{3}\alpha)\ (s - \alpha - j\sqrt{3}\alpha)}. \tag{19.30}$$

Se știe, din relația (19.19) și (19,29) că:

$$A(s) = \frac{a_o(9{,}67 \times 10^{-4})}{(s + 0{,}0251)\ (s + 0{,}0943)\ (s + 0{,}409) - a_0(9{,}67 \times 10^{-4})\ (G_f + sC_f)} =$$

$$= \frac{a_o(9{,}67 \times 10^{-4})}{s^2 + 0{,}528s^2 + s(0{,}0516 - 9{,}67 \times 10^{-4} a_0 C_f) - 9{,}67 \times 10^{-4}\ (1 + a_o G_f)}. \tag{19.31}$$

(Notați că, zeroul s_f nu apare ca un zero în funcția de transfer globală, chiar dacă este prezent în transmisia pe buclă). Prin identificarea coeficienților din dezvoltarea numitorului relației (19.30) cu ai numitorului relației (19.31), se determină cele trei necunoscute C_f, G_f, α. Relațiile cerute sînt date în tabelele 19.3 și 19.4. Folosind tabelul 19.4 se găsește că:

$$\alpha = -\frac{b_2}{4} = -\frac{0{,}528}{4} = -0{,}132\ \text{ns}^{-1}.$$

Deci cei trei poli inferiori ai lui $A(s)$ vor fi, în unități de ns^{-1}:

$$s_1 = -0{,}132 + j\,0{,}228$$
$$s_2 = -0{,}132 - j\,0{,}228$$
$$s_3 = -0{,}264.$$

Din tabelul 19.3 se găsește că:

$$b_0 = -8\alpha^3 = 18{,}4 \times 10^{-3}.$$

Deci, din relația (19.31) se determină transmisia pe buclă necesară pentru a produce configurația Butterworth:

$$a_o f_o = -a_0 G_f = \frac{18{,}4 \times 10^{-3}}{9{,}67 \times 10^{-4}} - 1 = 18{,}2.$$

Pentru filtrul Butterworth, $\omega_h = |s_3|$, astfel încît frecvența limită superioară a amplificatorului cu reacție este 264 Mrad/s. Comparația cu rezultatele din § 19.2.2 indică faptul că adăugarea lui C_f a adus o creștere a desensibilizării de la 4 la 20 și o creștere a lărgimii de bandă de la 19 la 41 MHz. De asemenea, răspunsul în frecvență nu va avea vîrfuri, în timp ce amplificatorul din § 19.2.2 va avea o ușoară supracreștere.

Pentru a determina G_f se reamintește că:

$$a_0 = -354\ \text{k}\Omega.$$

Deci

$$G_f = \frac{18{,}2}{354} = 0{,}051\ \text{mS}.$$

Pentru a calcula C_f, se găsește din tabelul 19.3 că

$$b_1 = 8\alpha^2 = 0{,}139.$$

Deci din ecuația (19.31)

$$C_f = \frac{0{,}139 - 0{,}0516}{354 \times 9{,}67 \times 10^{-4}} = 0{,}255\ \text{pF}$$

$$s_f = -G_f/C_f = -0{,}20\ \text{ns}^{-1}.$$

Valoarea acestei capacități este foarte mică, comparabilă cu capacitățile parazite ale circuitului. De aceea se impune reproiectarea rețelei de reacție. Înainte de a face aceasta, se verifică proiectarea cu ajutorul calculatorului.

Pentru a verifica proiectarea, s-au rezolvat ecuațiile la noduri ale rețelei întregului amplificator cu reacție (fig. 19.13, *a*) cu s_f fixat la valoarea $-0{,}20$ ns^{-1}), folosind diverse valori ale transmisiei pe buclă, incluzînd și valoarea $a_0 f_0 = 18{,}2$. Rezultatele, care sînt prezentate în tabelul 19.5 și reprezentate grafic în fig. 19.15, sînt într-o bună concordanță cu rezultatele aproximative, confirmînd, cel puțin pentru acest caz, presupunerile inițiale asupra faptului că proiectarea poate fi efectuată luînd în considerație numai cei trei poli inferiori ai lui $a(s)$ (v. problema P.19.4) și că acești poli nu sînt schimbați de prezența lui C_f (v. problema P.19.5). Se observă o îmbunătățire substanțială a locului și deci a lărgimii de bandă, produse desigur de către compensare.

Pentru a obține valori mai practice pentru elementele rețelei de reacție, se combină reacția de înaltă frecvență cu cea de joasă frecvență necesară stabilizării punctului static de funcționare (fig. 19.16). Rezistențele R_2

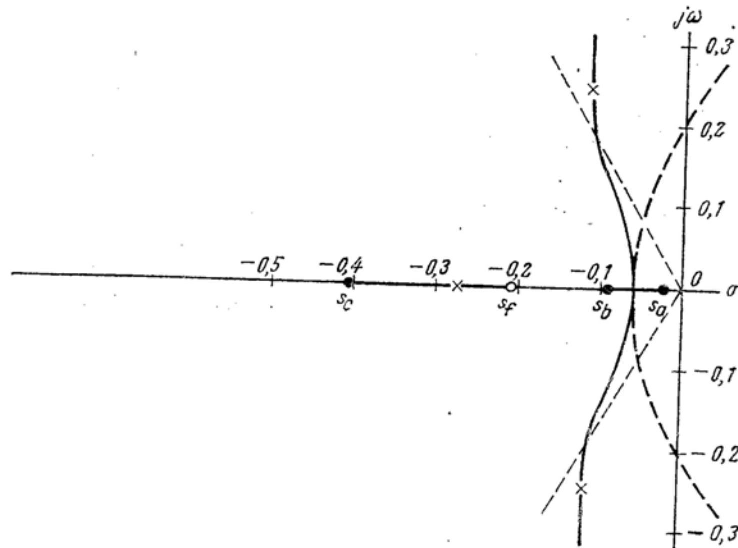


Fig. 19.15. Locul rădăcinilor celor trei poli inferiori ai lui $A(s)$ pentru diverse valori ale reacției RC (datele în tabelul 19.5). Pozițiile polilor indicați sînt pentru $G_f = 0{,}051$ mS, $C_f = 0{,}255$ pF. Curbele cu linie punctată reprezintă locul amplificatorului necompensat din fig. 19.11.

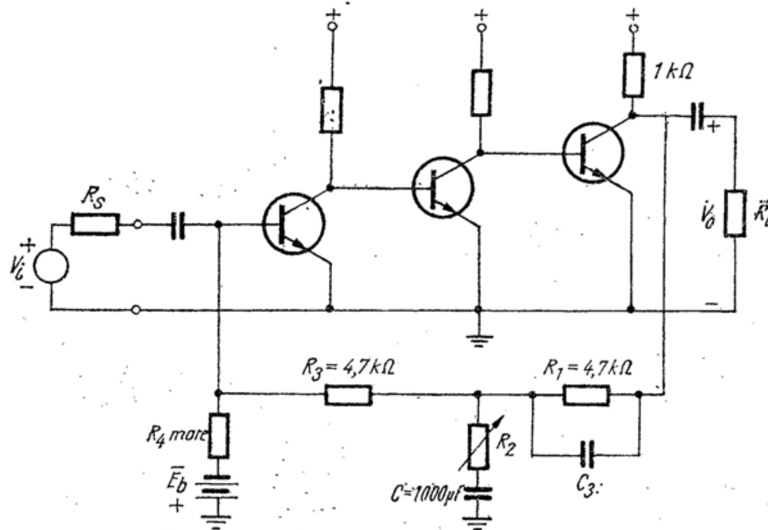


Fig. 19.16. Rețea cu reacție nod-nod cu elemente de valori practice.

și R_3 formează un divizor de curent, care atenuează semnalul de reacție și deci permite folosirea unei valori mai mari pentru C_f (v. problema P.19.6 pentru determinarea relației dintre C_f și C_3). Fig. 19.14 reprezintă curbele de răspuns ale unui amplificator de acest tip. Se obține o lărgime

Tabelul 19.5

Polii lui $A(s)$ calculați cu ajutorul calculatorului pentru diverse valori ale reacției RC. Zeroul din reacție este menținut la valoarea $s_f = -0{,}20$ ns^{-1} (Unitățile sînt: picofarazi, miliohmi și nanosecunde)

Rețeaua de reacție	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7
$C_f = 0$ $G_f = 0$	−0,025	−0,094	−0,409	−9,55	−18,22	−28,56	—
$C_f = 0{,}051$ $G_f = 0{,}0102$	−0,075	$\pm j0{,}082$	−0,374	−9,32	−18,22	−28,56	−503,5
$C_f = 0{,}255$ $G_f = 0{,}051$	−0,121	$\pm j0{,}240$	−0,260	−8,45	−18,18	−28,55	−112,3
$C_f = 0{,}51$ $G_f = 0{,}102$	−0,123	$\pm j0{,}382$	−0,225	−7,48	−18,14	−28,54	−64,3

de bandă mare și un răspuns plat, (fig. 19.14,*b*) alegînd valori optime ale lui R_2 și C_3. Acest optim se referă la faptul că elementele necesită mici reglaje datorită capacităților parazite ale cablajelor și valorilor dispersate ale parametrilor tranzistoarelor.

19.2.5. Compensarea prin adăugarea unui condensator amplificatorului de bază

A doua cale de compensare a unui amplificator cu reacție, cu scopul obținerii unei mai mari desensibilizări, este de a adăuga un condensator amplificatorului de bază, pentru a deplasa polul cel mai de jos al lui $a(s)$ mult mai departe față de ceilalți poli, adică apropiindu-l mult de origine, pe semiaxa reală, negativă. Ca o concluzie a discuției precedente asupra locului rădăcinilor, rămîne aceea că se poate folosi o valoare mult mai mare a transmisiei pe buclă înainte ca cei doi poli, cei mai mici, să se despartă, formînd o pereche complexă (v. problema P.19.7).

Un loc adecvat pentru adăugarea unui astfel de condensator este indicat în fig. 19.17 (v. problema P.19.8). Adăugînd pe C_1 celui de-al doilea etaj, după cum s-a arătat, polii lui $a(s)$ se schimbă într-o oarecare măsură dacă C_1 este mult mai mare decît $C\mu_2$, atunci C_1 va da naștere, probabil,

constantei de timp în circuit deschis cu valoare dominantă, a circuitului *a*. Deci

$$\Sigma \tau_{jo} \approx - C_1 R_T, \tag{19.32}$$

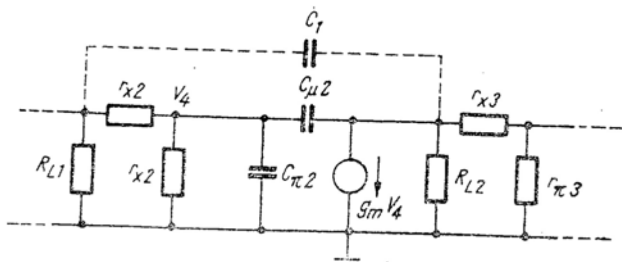


Fig. 19.17. Adăugarea unui condensator de compensare, etajului al doilea al amplificatorului.

unde R_T este rezistența în circuit deschis văzută la bornele lui C_1(v. § 15.2). Mai mult, se știe din relația (15.43) că:

$$\frac{1}{s_a} + \frac{1}{s_b} + \ldots + \frac{1}{s_f} = - \Sigma \tau_{jo}. \tag{19.33}$$

Dacă C_1 este suficient de mare pentru a produce un pol care să fie mult mai mic decît ceilalți, acest pol va domina suma din relația (19.32) și deci, combinînd ultimele două relații, se obține:

$$\frac{1}{s_{jos}} \approx - C_1 R_T. \tag{19.34}$$

Această relație este foarte utilă pentru calculul de proiectare într-o primă aproximație.

Pentru verificarea corectitudinii ecuației (19.34), se va adăuga un condensator de 50 pF (de douăzeci de ori mai mare decît $C\mu_2$), între baza și colectorul tranzistorului T_2, ca în fig. 19.10. Un calcul simplu al rezistenței în circuit deschis văzută la bornele lui C_1, folosind fig. 19.17 și metodele din § 15.2, duce la

$$R_T = 5900 \ \Omega$$

(v. problema P.19.9). Deci, din ecuația (19.34):

$$s_{jos} \approx - \frac{1}{5,9 \times 50} = - 0,0034 \ \text{ns}^{-1}.$$

Acest rezultat aproximativ poate fi verificat calculînd polii lui $a(s)$ cînd C_1 este inclus în circuitul a. Un astfel de calcul duce la următoarele rezultate (în ns^{-1})

$$s'_a = - 0,003$$

$$s'_b = - 0,192$$

$$s'_c = - 0,402$$

$$s'_d = - 1,71$$

$$s'_e = - 9,85$$

$$s'_f = - 22,3$$

Se observă că rezultatul din relația (19.43) concordă cu o aproximație de 10% cu valoarea lui s'_a determinată cu ajutorul calculatorului (se observă de asemenea, că există numai șase poli, deși s-a adăugat un nou condensator deoarece $C\%$ formează o buclă ca în fig. 19.10 *b*).

Comparația frecvențelor naturale listate mai sus, pentru circuitul *a* nemodificat (v. pag.191) indică faptul că s-a reușit deplasarea polului cel mai mic înspre interior (în cazul de față s-a micșorat de 10 ori). Deci este posibil să se crească $a_o f_o$ și desensibilizarea în mod substanțial, avînd Q-ul unei perechi complexe a lui $A(s)$. Acest fapt reiese clar din locul rădăcinilor (fig. 19. 5), deoarece acum polul inferior trebuie să se deplaseze mult mai mult pe axa reală înainte de a-l întîlni pe s_2 pentru a forma o pereche complexă.

Localizarea lui C_1 în așa fel încît să micșoreze valoarea polului *cel mai mic*, s_a, al amplificatorului original, mai degrabă decît s_b sau s_c, prezintă un avantaj distinct, deoarece în felul acesta se realizează o separare maximă între polii s'_a și s'_b ai amplificatorului compensat (v. problema P.19.10.). Deci condensatorul C_1 trebuie adăugat, dacă este posibil, etajului care contribuie la formarea lui s_a. Deși nu există o corespondență biunivocă între constantele de timp în circuit deschis și frecvențele naturale, este însă evident că cea mai mare constantă de timp în circuit deschis este cel mai aproape corelată cu polul inferior. De exemplu, la limită, avînd

o singură constantă de timp dominantă și un singur pol dominant, se știe din relația (19.34) că:

$$-\frac{1}{s_{jos}} = \tau_{dominant}\ . \qquad (19.35)$$

Deci este rezonabil să se adauge un condensator C_1 acelui etaj al amplificatorului care prezintă cea mai mare constantă de timp. În cazul de față, acest etaj este al doilea, deoarece rezistența sursei care comandă pe T_1 și rezistența de sarcină a lui T_3 sînt suficient de mici pentru a face ca aceste etaje să aibă o bandă largă (v. problema P.19.11).

Calculele standard asupra locului rădăcinilor, nu se arată foarte eficiente pentru alegerea lui C_1, deoarece polii lui $a(s)$ se schimbă radical cu valoarea lui C_1. Dacă cititorul are posibilitatea folosirii calculatorului on-line, o metodă iterativă este cea mai rapidă cale de abordare a problemei. Se calculează mai întîi frecvențele naturale ale amplificatorului cu reacție, folosind reacția rezistivă dorită ($R_f = 5000\ \Omega$ în exemplul de față) și o valoare pentru C_1 cu unu sau două ordine de mărime mai mare decît $C_{\mu2}$. Dacă Q-ul perechii complexe este încă prea mare, atunci se mărește C_1. Ar putea fi utilă o reprezentare grafică a „locului rădăcinilor" cu ajutorul calculatorului, soluție în care se păstrează R_f constant și se variază C_1. Se observă totuși, că acest loc *nu* respectă multe din regulile standard din § 19.2.1 (v. problema P.19.12).

Proiectarea de tipul amintit mai sus este mult mai simplu de realizat, folosind metodele diagramelor Bode și de aceea va fi detaliată în cap. 20. Totuși, se observă, de asemenea, că folosirea lui C_1 pentru obținerea unei transmisii mari pe buclă, are un dezavantaj important. Lărgimea de bandă a amplificatorului a a fost redusă substanțial, astfel încît proprietățile datorate desensibilizării amplificatorului cu reacție se manifestă într-o bandă de trecere mult mai mică (v. problema P.19.13).

După cum s-a menționat în § 19.1, proiectanții amplificatoarelor operaționale moderne utilizează adesea tehnici de compensare similare aceleia din fig. 19.17, obținînd circuite în care un pol este cu cinci sau șase ordine de mărime mai mic decît ceilalți[1]. Aceasta se realizează avînd un etaj diferențial de intrare cu amplificare mică și deci de bandă largă, urmat de un amplificator de amplificare foarte mare, a cărui bandă este îngustată prin adăugarea unei capacități de la ieșire la intrare. Acest amplificator este urmat de un amplificator de putere de bandă largă.

Dacă amplificatorul operațional are numai un pol dominant, cum s-a considerat mai sus, atunci el acceptă valori foarte mari ale reacției rezistive, fără pericol de instabilitate. De fapt, multe dintre amplificatoarele pe acest gen sînt stabile chiar cînd ieșirea se leagă direct la intrare

[1] V. bibliografia [19.6].

(v. problema P.18.25). Dacă amplificatorul este stabil, se poate ignora problema stabilității și pe de altă parte, proiectarea circuitului de reacție se poate face prin metodele simple discutate în cap. 18 (v. relațiile 18.5 și 18.36).

19.2.6. Modificarea lui *a* și a lui *f*

Prin folosirea unui circuit RC paralel în rețeaua de reacție, se realizează în § 19.2.4. o lărgire a benzii și un răspuns plat. Dar transmisia pe buclă optimă era 18,2 dînd deci o desensibilizare de 19. Pentru a obține valoarea dorită de 70, cum s-a specificat inițial, este necesar să se combine tehnicile discutate în § 19.2.4 și 19.2.5. Mai întîi se adaugă un condensator mic C_1 între colectorul și baza lui T_2 pentru a despărți polii și apoi se adaugă un condensator mic C_f în paralel cu rezistența de reacție pentru a curba locul rădăcinilor, îndepărtîndu-l de axă. Rezultatele obținute pe calculator pentru o astfel de compensare sînt rezumate în tabelul 19.6.

Tabelul 19.6

Polii lui $A(s)$ calculați cu ajutorul calculatorului pentru $G_f = 0{,}2$; se compensează atît rețeua de reacție (C_f), cît și amplificatorul de bază (C_1) (Unitățile de măsură sînt: picofarazi, miliohmi și nanosecunde)

Compensarea	s_1	s_2	Q-ul polului cel mai mic	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7
$C_f = 0,\ C_1 = 0$	$+0{,}058$	$\pm j0{,}32$	—	$-0{,}65$	$-9{,}64$	$-18{,}22$	$-28{,}56$	—
$C_f = 0,\ C_1 = 50$	$-0{,}029$	$+j0{,}172$	3,1	$-0{,}54$	$-1{,}71$	$-9{,}67$	$-22{,}31$	—
$C_f = 0{,}5,\ C_1 = 50$	$-0{,}075$	$\pm j0{,}189$	1,34	$-0{,}40$	$-1{,}71$	$-7{,}62$	$-22{,}18$	$-65{,}4$
$C_f = 1,\ C_1 = 50$	$-0{,}147$	$\pm j0{,}239$	0,95	$-0{,}207$	$-1{,}70$	$-6{,}12$	$-22{,}04$	$-41{,}9$

Fără compensare ($C_f = 0$; $C_1 = 0$) amplificatorul cu reacție are poli în semiplanul drept (v. § 19.2.2). Adăugind un condensator $C_1 = 50$ pF tranzistorului T_2, se realizează deplasarea polilor în semiplanul stîng, dar perechea complexă are în continuare un Q prea mare. Deci, în continuare se compensează rețeaua de reacție adăugînd $C_f = 0{,}5$ pF în paralel cu R_f. Cum era de așteptat, perechea complexă se îndepărtează de axa imaginară; dar tabelul 19.6 indică faptul că Q este încă prea mare. O încercare ulterioară duce totuși la o constelație satisfăcătoare de poli. Cu valoarea $C_f = 1$ pF, Q-ul perechii complexe este mai mic decît unu, deci polii au argumente mai mici decît 60° (sub razele ce pleacă la 60°) (v. problema P.19.14); acum s-a obținut desensibilizarea dorită, în valoare de 70.

19.2.7. Compensarea prin adăugarea de zerouri lui $a(s)$

O altă tehnică pentru compensarea amplificatoarelor cu reacţie este de a introduce zerouri în funcţie de transfer $a(s)$ a amplificatorului de bază. Dacă s-a adăugat un condensator amplificatorului (v. fig. 19.17), se poate obţine un zero adiţional prin simpla introducere a unei rezistenţe R în serie cu C_1, cum înfăţişează fig. 19.18.

Acest circuit produce un zero în funcţia de transfer a lui $a(s)$ apropiat de $s = -1/RC$ şi de asemenea un pol. Efectul zeroului este similar cu cel al zeroului din reţeaua de reacţie, analizat în § 19.2.4, cu excepţia faptului că zeroul lui $a(s)$ apare de asemenea ca un zero al lui $A(s)$.

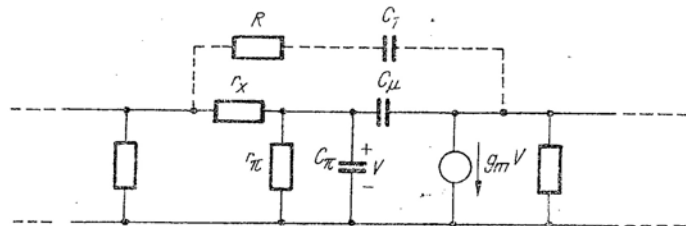


Fig. 19.18. Tehnica de adăugare a unui zero lui $a(s)$.

Se pot produce şi zerouri complexe în funcţia $a(s)$, prin folosirea de circuite RLC ca o sarcină de şuntare între etaje. Capacitatea tinde să deplaseze frecvenţa naturală cea mai joasă, mai aproape de origine. Circuitul RLC este acordat pentru a crea o pereche de zerouri care suprimă efectul polilor cu Q mare în răspunsul amplificatorului de reacţie.

19.2.8. Rezumat

Înainte de a introduce alte exemple de reacţie, se rezumă procedeul de proiectare al amplificatoarelor cu reacţie, care au impuse specificaţii asupra amplificării pe buclă închisă A_o, desensibilizarea $1 + a_of_o$ etc. Mai întîi se alege topologia de reacţie necesară pentru a îndeplini obiectivele impuse, cum ar fi rezistenţă de intrare mare, sau un curent de ieşire constant. În continuare se calculează valorile pentru a_o şi f_o necesare pentru a îndeplini specificaţiile asupra amplificării pe buclă şi a densibilizării,

$$a_o = A_o(1 + a_of_o) \tag{19.36 a}$$

iar dacă a_of_o este mare,

$$f_o \approx \frac{desensibilizarea}{a_o} \approx \frac{1}{A_o}. \tag{19.36b}$$

Se poate realiza acum o primă proiectare la frecvenţe medii a circuitului a (amplificatorul de bază completat cu rezistenţa sursei, rezistenţa de sarcină şi încărcarea datorită reacţiei).

Pasul următor este să se afle dacă amplificatorul propus va avea răspunsuri acceptabile în domeniul frecvenţei şi regim tranzitoriu, calculînd polii şi zerourile funcţiei $A(s)$, amplificarea globală cu bucla închisă avînd reacţie rezistivă. Un criteriu acceptabil pentru un răspuns tranzistoriu acceptabil este acela ca toţi polii să se afle sub razele îndreptate la 45° (Q mai mic decît 0,7). În cel mai rău caz, un astfel de amplificator va avea o supracreştere în răspunsul la semnal treaptă de 4,3 (v. fig. 19.4, b), iar supracreşterea va fi considerabil mai mică dacă există un pol pe axa reală în vecinătatea perechii complexe. Un alt criteriu pentru un răspuns în frecvenţă acceptabil este de a avea polii sub liniile radiale de 60°, adică a avea Q mai mic decît unu. Amplificatorul va avea o supracreştere de maximum 6% în răspunsul în frecvenţă, iar această cocoaşă va fi mai mică dacă va exista un pol adiacent pe axa reală (v., de exemplu, filtrul Butterworth discutat în § 19.2.3).

Dacă polii calculaţi nu îndeplinesc criteriul de mai sus (şi cele mai multe amplificatoare cu mai mult de 3 etaje şi reacţie rezistivă nu-l îndeplinesc), se calculează polii lui $a(s)$, neglijînd încărcarea datorată reacţiei, se schiţează locul rădăcinilor pentru polii dominanţi şi se compensează fie $a(s)$ fie $f(s)$, cum s-a descris în subparagrafele precedente. Ar fi desigur foarte bine să se sintetizeze un amplificator a care să aibă anumite localizări prescrise pentru poli, dar din păcate circuitul a prezintă capacităţi intercuplate, astfel încît un astfel de procedeu de proiectare este foarte complicat.

Schiţarea locului rădăcinilor bazată pe conceptele polilor dominanţi ai lui $a(s)$ prezintă două aproximaţii importante. Prima, este aceea că polii nedominanţi au o anumită influenţă în locul rădăcinilor. A doua este aceea că polii lui $a(s)$ *nu* sînt constanţi cum s-a presupus, ci sînt ei înşişi funcţii de rezistenţa de reacţie R_f, datorită efectelor de încărcare ale circuitului a de către reţeaua de reacţie. Ambele aproximaţii au fost ignorate în exemplul precedent pentru motive întemeiate: polii înalţi sînt mai mari cu cel puţin două ordine de mărime decît polul cel mai mic, iar rezistenţa de reacţie este de cel puţin de o sută de ori mai mare decît R_s şi R_L. S-ar putea ca în alte exemple să fim mai puţin norocoşi; v. de exemplu § 19.3.2. Se va arăta, totuşi, că deşi se fac anumite aproximaţii în procesul de proiectare, acestea nu au un efect negativ, deoarece, în final se va verifica soluţia cu ajutorul calculatorului.

19.3. EXEMPLE DE PROIECTARE

Pentru a fixa dezvoltarea teoretică asupra studiului stabilității amplificatoarelor bazat pe locul rădăcinilor, sînt prezentate în acest paragraf încă două exemple de proiectare. Pentru simplitate, ambele se referă la amplificatoare ce au fost discutate.

19.3.1. Reacție buclă-buclă

Se va completa în continuare proiectarea amplificatorului cu reacție buclă-buclă din fig. 19.19 *a* introdusă în § 18.4.3. Reamintim valorile obținute:

$$R_s = 1000\ \Omega$$

$$R_L = 50\ \Omega$$

$$A_o = \frac{I_o}{V_s} = 2\ \mathrm{S}$$

$$a_o f_o \approx 50.$$

Rezultă că:

$$a_o = \frac{I_o'}{V_s} = 100\ \mathrm{S}$$

$$f_o = \frac{V_t}{I_o'} = R_e = 0{,}5\ \Omega.$$

O alegere posibilă a parametrilor tranzistoarelor este:

$$\beta_o = 50$$

$$r_\pi = 250\ \Omega$$

$$r_x = 25\ \Omega$$

$$g_m = 0{,}2\ \mathrm{S}.$$

Se va presupune în mod arbitrar că $C_\pi = 500$ pF și $C_\mu = 5$ pF pentru toate tranzistoarele. Se pune problema să se proiecteze o rețea de reacție (R_e completată cu o rețea de reacție adecvată), astfel încît întreg amplificatorul să aibă un răspuns în frecvență plat și o desensibilizare de 50. O metodă de abordare a acestei probleme este de a se calcula polii lui $a(s)$ și de a se schița locul rădăcinilor: apoi, folosind tabelele 19.3 și 19.4, se proiectează rețeaua de reacție și se plasează polii lui $A(s)$ în locul dorit. Dacă configurația de poli rezultată nu este satisfăcătoare, se poate aplica o compensare adecvată folosind metode iterative.

Rezultatele calculelor efectuate pe calculator, asupra polilor lui $A(s)$, bazate pe circuitul echivalent la semnal mic din fig. 19.19, *b* sînt prezentate în tabelul 19.7 (v. problema P.19.14). Avînd $R_e = 0{,}5\ \Omega$, necesar pentru a îndeplini specificațiile cu privire la A_o și $a_o f_o$, $A(s)$ are o pereche de poli complecși foarte apropiați de axa imaginară în semiplanul stîng, deci amplificatorul este aproape instabil. Pentru a obține un răspuns plat în frecvență, fără a compensa pe a sau f, trebuie folosită o valoare mult mai mică pentru R_e, să zicem o cincime din valoarea prezentă. Pentru $R_e = 0{,}1\ \Omega$, se vede din tabelul 19.7 că amplificatorul este într-adevăr stabil și că răspunsul este acum dominat de o pereche de poli complecși cu $Q \approx 1{,}3$. Pentru $R_e = 0{,}05\ \Omega$ se obține o pereche complexă cu Q ceva mai mic decît unu. Deci, ne-am putea aștepta la un răspuns în frecvență cu bucla închisă cu o ușoară cocoașă avînd o bandă:

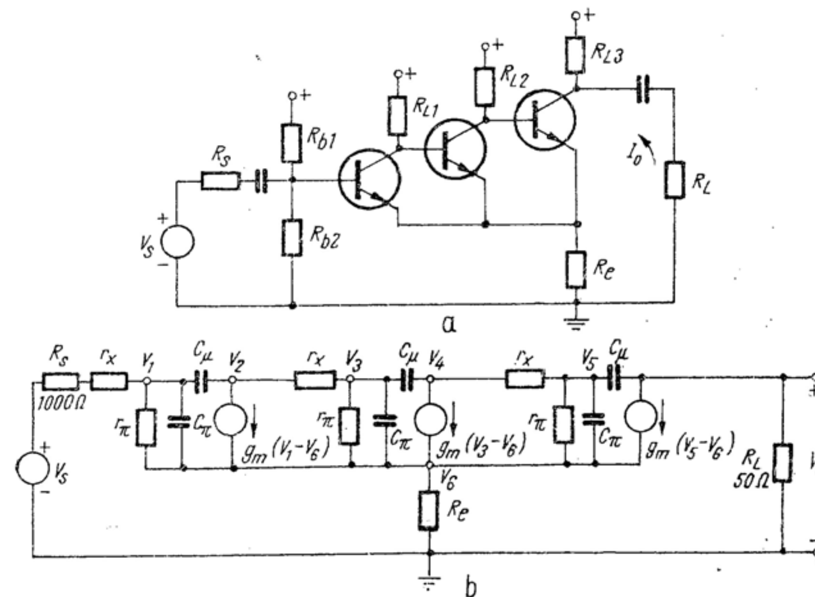


Fig. 19.19. Amplificator cu reacție de tip buclă-buclă (*a*) și modelul de frecvență medie și înaltă, presupunînd R_{L1}, R_{L2}, R_{L3}, R_{b1} și R_{b2} suficient de mari pentru a fi neglijate (*b*).

$$\omega_h \approx 0{,}003\ \mathrm{Grad/s}$$

(v. problema P.19.15).

Este clar că nu se pot obține și un răspuns plat și o desensibilizare de 50 folosind numai reacția rezistivă. De aceea, pentru a avea un ajutor în calculele ulterioare privind compensarea se calculează și frecvențele naturale ale circuitului din fig. 19.19 avînd $R_e = 0$ (excluzînd din determinant rîndul și coloana corespunzătoare lui V_6). Rezultatele se găsesc tot în tabelul 19.7. Locul rădăcinilor bazat pe datele din tabelul 19.7 a fost reprezentat în fig. 19.20.

Tabelul 19.7

Polii lui $A(s)$ pentru fig. 19.19 pentru diverse valori ale rezistenței de reacție R_e (Unitățile sînt inverse de nanosecunde)

	$R_e = 0,5\ \Omega$ $(a_0f_0 = 50)$	$R_e = 0,1\ \Omega$ $(a_0f_0 = 10)$	$R_e = 0,05\ \Omega$ $(a_0f_0 = 5)$	$R_e = 0$ (Polii lui $a(s)$
s_1	$-0,005+j0,116$	$-0,022+j0,052$	$-0,024+j0,035$	$s_a = -0,007$
s_2	$-0,005-j0,116$	$-0,002-j0,052$	$-0,024-j0,035$	$s_b = -0,047$
s_3	$-0,401$	$-0,368$	$-0,363$	$s_c = -0,357$
s_4	$-8,01$	$-8,04$	$-8,04$	$s_d = -8,05$
s_5	$-12,15$	$-12,15$	$-12,15$	$s_e = -12,15$
s_6	$-15,25$	$-15,25$	$-15,25$	$s_f = -15,25$

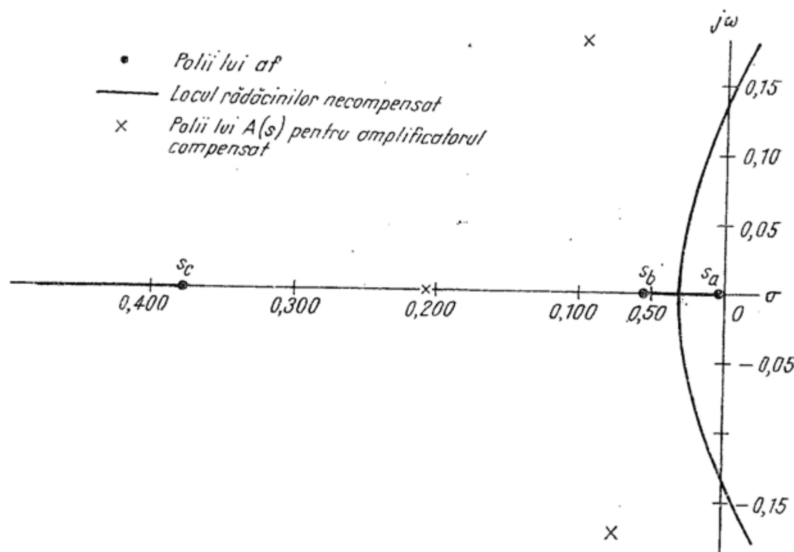


Fig. 19.20. Locul rădăcinilor pentru reacție rezistivă buclă-buclă aplicată ca în fig. 19.19. Se indică de asemenea polii lui $A(s)$ care pot fi obținuți printr-o compensare adecvată. Unitatea de măsură ns^{-1}.

O cale relativ simplă de compensare a acestui amplificator este de a adăuga un zero rețelei de reacție, conform celor discutate în § 19.2.4 (v. problema P.19.16). Reamintim din § 18.4.3 că circuitul f pentru această configurație este o transimpedanță pură :

$$f = z_{rf} = \frac{V_t}{I_0'} = R_e. \tag{19.37}$$

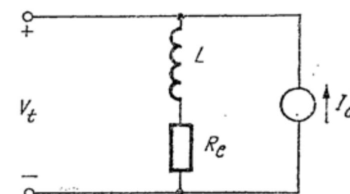
Deci, adăugarea unui zero lui z_{rf} se realizează prin înserierea unei inductanțe cu R_e. Din fig. 19.21 se constată că pentru această rețea de reacție compensată :

$$f = \frac{V_t}{I_o'} = R_e + sL. \tag{19.38}$$

Deci, avem un zero la :

$$s_f = \frac{-R_e}{L}. \tag{19.39}$$

Fig. 19.21. Circuit pentru calcularea funcției de transfer f.



Din acest moment, proiectarea este identică în principiu cu aceea discutată în § 19.2.4 : se opționează pentru plasarea zeroului între s_b și s_c, cum este arătat de către locul rădăcinilor și curbele de răspuns din fig. 19.14 ; concret , pentru acest amplificator dorim să plasăm s_f undeva între $-0,047$ și $-0,357\ ns^{-1}$. O localizare mai exactă poate fi determinată dacă se aplică relațiile din tabelele 19.3 și 19.4, dar adesea o primă estimare bazată pe „distanța medie" a celor trei poli inferiori (regula 4 modificată), conduce la rezultate foarte rapid convergente. Se vede din tabelul 19.7 că distanța medie a celor trei poli inferiori ai lui $a(s)$ față de axa imaginară este :

$$\textit{distanța medie} = -\frac{0,410}{3}$$

(v. problema P.19.17). Deci, pentru configurația Butterworth cu trei poli dorim ca :

$$s_1 = -0,102-j0,175$$
$$s_2 = -0,102+j0,175$$
$$s_3 = -0,205.$$

(Acest calcul este același ca cel utilizat pentru găsirea lui α, β și γ din tabelul 19.4). Deoarece în locul rădăcinilor, s_3 se deplasează de la s_c la s_f (v. fig 19.14, *b*) se știe acum că s_f trebuie să fie între $-0,047$ și $-0,205$. Deci, o primă aproximație este $s_f = -0,1\ ns^{-1}$. Din relația (19.39) valoarea cerută pentru L este (kiloohmi, microsecunde și microhenri) :

$$L = -\frac{R_e}{s_f} = \frac{0,5\times10^{-3}}{0,1} = 5\times10^{-3}\ \mu H$$

(care este inductanța unui fir scurt de sîrmă).

Pentru calculator va trebui utilizată o rutină de reducere, ușor modificată datorită prezenței inductanței în circuit. Detaliile sînt incluse în anexa D. Rezultatele acestor calcule sînt prezentate în tabelul 19.8. Zeroul este plasat prea în interior pe semiaxa reală negativă, astfel încît s_3 s-a apropiat și el mult de axa j, forțînd pe s_1 și s_2 să fie prea în exterior.

Tabelul 19.8

Polii lui $A(s)$ pentru trei valori diferite ale zeroului rețelei de reacție s_f (Unitățile sînt inverse de nanosecunde)

	$s_f = -0{,}1$ $L = 0{,}005\ \mu H$	$s_f = -0{,}125s$ $L = 0{,}004\ \mu H$	$s_f = -0{,}11$ $L = 0{,}0045\ \mu H$
s_1	$-0{,}114+j0{,}144$	$-0{,}078+j0{,}130$	$-0{,}097+j0{,}135$
s_2	$-0{,}114-j0{,}144$	$-0{,}078-j0{,}130$	$-0{,}097-j0{,}135$
s_3	$-0{,}161$	$-0{,}238$	$-0{,}198$
s_4	$-6{,}96+j5{,}56$	$-8{,}20+j5{,}71$	$-7{,}45+j5{,}65$
s_5	$-6{,}96-j5{,}56$	$-8{,}20-j5{,}71$	$-7{,}45-j5{,}65$
s_6	$-11{,}9$	$-11{,}9$	$-11{,}9$
s_7	$-15{,}1$	$-15{,}1$	$-15{,}1$

Observație : Aceste date nu formează un loc al rădăcinilor propriu-zise.

A doua estimare este aceea pentru $s_f = -0{,}125\ \text{ns}^{-1}$, dar aceasta scoate pe s_3 prea în afară. Interpolînd între aceste două rezultate, se alege $s_f = -0{,}11$ ($L = 4{,}5$ nH). Pentru aceste valori, se obțin rezultate diferite cu cel mult $\pm 10\%$ față de cele prevăzute mai sus. Cei trei poli inferiori, pentru această proiectare, au fost adăugați în fig. 19.20 pentru a facilita comparația cu proiectul necompensat. Lărgimea de bandă a acestui amplificator este, datorită configurației Butterworth cu trei poli :

$$\omega_h = |\gamma| = |s_3| = 0{,}20 \quad \text{Grad/s}.$$

Deci, s-a obținut o îmbunătățire de șase ori a lărgimii de bandă față de acea a amplificatorului necompensat, de la 4,8 la 32 MHz, obținînd în plus desensibilizarea dorită în valoare de 50. Deși aceste calcule sînt suficient de convingătoare, nu se vor materializa încă într-un circuit real deoarece inductanța parazită este de ordinul de mărime a inductanței necesare pentru compensare. Deci, o realizare practică de acest tip va fi probabil compensată, sau poate supracompensată, de efectele inductive parazite.

Se notează că distanța medie a celor trei poli inferiori față de axa imaginară rămîne constantă deși s-a adăugat inductanța. Pe de altă parte, distanța medie a tuturor celor șapte poli nu rămîne constantă pe măsura variației lui L, deoarece regula 4 nu se aplică direct atunci cînd este schimbat un element al rețelei de reacție.

19.3.2. Amplificator cu reacție cu comparare pe buclă și eșantionare în nod

Se va încerca proiectarea unei rețele de reacție pentru un amplificator cu comparare pe buclă și eșantionare în nod. Caracteristicile în bandă ale acestui circuit au fost discutate în § 18.6, dar s-a atras atenția că vom întîmpina dificultăți cînd vom încerca despărțirea circuitului echivalent la înaltă frecvență în a și f.

Un amplificator simplu cu două etaje de acest tip este arătat în fig. 19.22, a și circuitele echivalente la frecvență medie și înaltă sînt prezentate în fig. 19.22, b). Se presupune că parametrii tranzistoarelor sînt :

$$r_\pi = 250\ \Omega$$

$$g_m = 0{,}4\ \text{S}$$

$$r_x = 25\ \Omega$$

$$C_\pi = 100\ \text{pF}$$

$$C_\mu = 10\ \text{pF}.$$

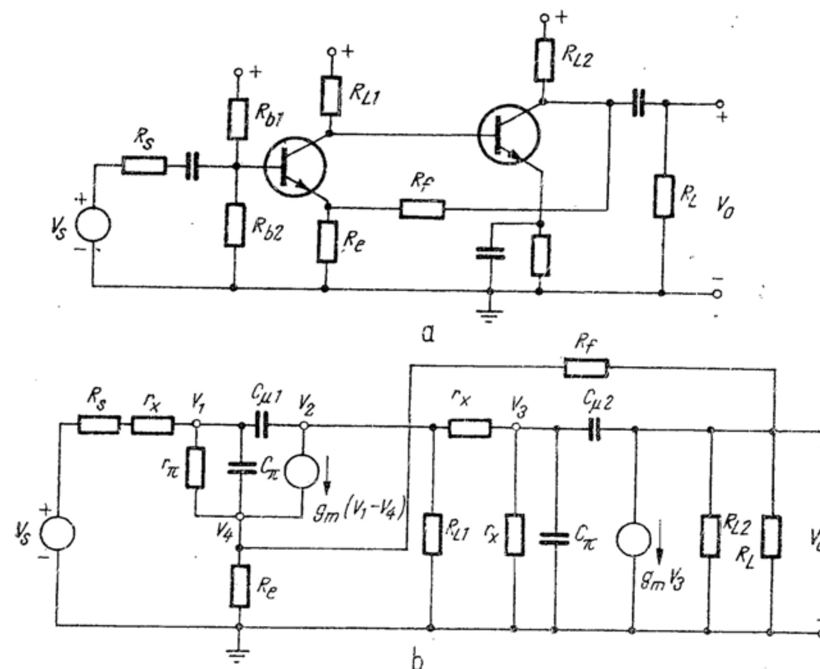


Fig. 19.22. Amplificator cu comparare pe buclă și eșantionare în nod.

De asemenea, se presupune că $R_s = 100\ \Omega$, $R_{L1} = R_{L2} = 1\ \text{k}\Omega$, $R_L = 250\ \Omega$ și $R_e = 10\ \Omega$ (v. problema P.18.17 pentru comentarii asupra alegerii lui R_e). Se impune proiectarea unei rețele de reacție pentru a obține o valoare maximă a desensibilizării fără nici o oscilație în răspunsul tranzitoriu.

Circuitul echivalent la semnal mic din fig. 19.22,*b*, are doi poli la frecvență relativ scăzută (s_1 și s_2) și doi poli la o frecvență relativ înaltă (s_3 și s_4). Deoarece răspunsul va fi dominat de s_1 și s_2, specificațiile pentru răspunsul tranzitoriu cer ca acești doi poli să rămînă pe axa reală.

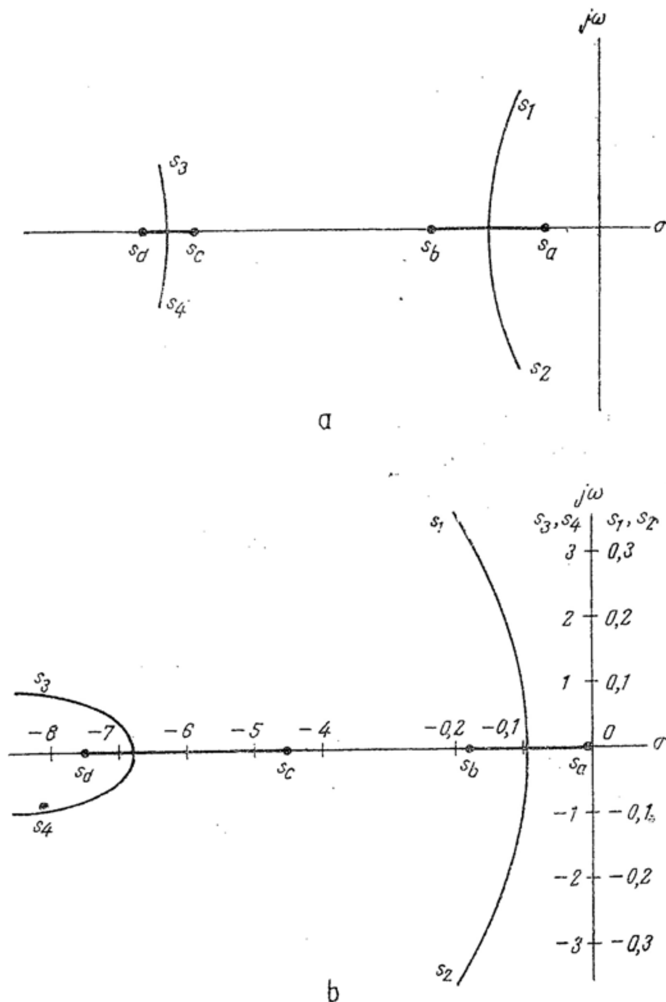


Fig. 19.23. Locul rădăcinilor pentru un amplificator simplu cu patru poli, cu reacție rezistivă în care $a(s)$ și f_0 sînt presupuse complet independente (*a*); *b* — locul real al rădăcinilor pentru amplificatorul din fig. 19.22, pentru valori variabile ale lui R_f. Unitățile de măsură sînt ns^{-1}. Se observă schimbarea de scară pentru s_3 și s_4.

Impunînd această constrîngere, se obține maximum de desensibilizare atunci cînd s_1 și s_2 sînt coincidenți, adică în punctul de despărțire a locului de axa reală.

Deoarece nici desensibilizarea și nici amplificarea în bandă A_o nu au fost specificate în această proiectare, nu avem nici o estimare inițială pentru R_f. Utilizînd un calculator rapid se poate folosi cu multă eficacitate metoda iterativă de soluționare a problemei. Se presupun pentru R_f valori de 100 R_e și 1000 R_e, se calculează polii lui $A(s)$ și apoi se compară cu configurația de poli dorită. O schițare rapidă a locului rădăcinilor (fig. 19.23, *a*) va arăta în ce sens trebuie modificat R_f: dacă cei doi poli inferiori sînt complecși, se reduce reacția prin creșterea lui R_f: dacă sînt reali, dar nu egali, se crește reacția prin micșorarea lui R_f.

O abordare oarecum mai științifică este de a se găsi polii lui $a(s)$ pentru R_f infinit și din aceste date se estimează valoarea lui R_f pentru a da cei doi poli coincidenți ai lui $A(s)$. Circuitul *a*, determinat pe această bază în § 18.6, este arătat în fig. 19.24,*a*. Se reamintește, totuși, că acest fapt nu este corect în sensul strict, datorită prezenței lui $C_{\mu 1}$. Nu mai există o relație independentă simplă între curentul sursei, curentul de intrare al circuitului *a* și al circuitului de intrare a rețelei de reacție; așadar, se formează un circuit *a* cu anumite deosebiri. În mod cert, este de așteptat să apară o anumită inexactitate în calculul locului rădăcinilor.

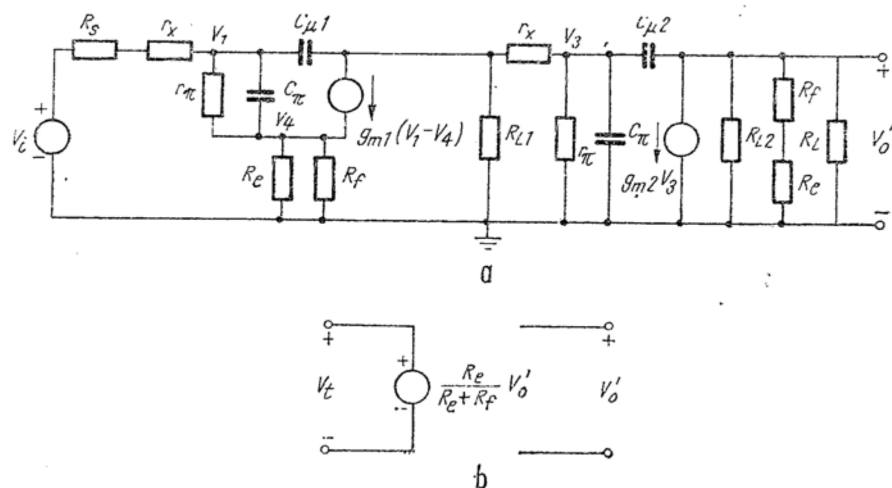


Fig. 19.24. Circuitele *a* și *f* pentru amplificatorul din fig. 19.22:
a — circuitul *a*; *b* — circuitul *f*.

Frecvențele naturale ale circuitului *a* din fig. 19.24,*a*, calculate cu $R_f = \infty$ și cu valorile elementelor rămase specificate mai sus sînt (în nanosecunde^{-1}):

$$s_a = -0{,}0049 \qquad s_c = -4{,}55$$

$$s_b = -0{,}182 \qquad s_d = -7{,}49$$

(v. problema P.16.15). Așa cum era de așteptat, s_c și s_d sînt la o frecvență mult mai înaltă decît s_a și s_b. Deci, conform regulii 5, cei doi poli înalți ai lui $A(s)$, s_3 și s_4, vor rămîne relativ fixați

în timp ce polii inferiori, s_1 și s_2 se vor apropia unul de celălalt și vor forma o pereche complexă. Într-o primă aproximație, se va lucra numai asupra acestor doi poli inferiori. Pe această bază:

$$a(s) \approx \frac{a_o\,(0{,}00089)}{(s+0{,}0049)\,(s+0{,}182)}$$

și

$$A(s) \approx \frac{a_o\,(0{,}00089)}{(s+0{,}0049)\,(s+0{,}182)+(0{,}00089)\,a_of_0} =$$

$$= \frac{a_o\,(0{,}00089)}{s^2+0{,}187\,s+(0{,}00089)\,(1+a_of_0)}$$

Pentru a obține desensibilizarea maximă, fără supracreșteri în răspunsul tranzitoriu dorim ca polii lui $A(s)$ să fie coincidenți

$$A(s) = \frac{k}{(s-\alpha)^2} = \frac{k}{s^2-2\alpha s+\alpha^2}.$$

Identificînd coeficienții corespunzători, se obține:

$$\alpha = -\,0{,}00935 \qquad a_o f_o = 8{,}82.$$

Amplificarea a_0 în bandă, calculată din fig. 19.24, *a* cu presupunerea că R_f este infinit, este:

$$a_o = \frac{V_o}{V_i} = 1130$$

(v. problema P.16.15). Din fig. 19.24, *b*,

$$f_o = \frac{R_e}{R_e+R_f} = \frac{8{,}82}{1130} = 0{,}0078.$$

Deci:

$$R_f = 1270\ \ \Omega;$$

un rezultat pe calculator al polilor lui $A(s)$ pentru $R_f = 1270\,\Omega$ duce la:

$$s_1 = -\,0{,}069 \qquad s_3 = -\,4{,}64$$

$$s_2 = -\,0{,}127 \qquad s_4 = -\,7{,}48.$$

Ne-am îndepărtat destul de mult de obiectivul inițial al polilor coincidenți, dar din cîteva iterații asupra soluțiilor de pe calculator, folosind valori descrescătoare pentru R_f, pentru a obține o reacție mai mare, vom obține rezultatul dorit. De fapt, o reducere de 10% a lui R_f va duce la configurația de poli dorită, ca în tabelul 19.9.

Tabelul 19.9

Polii lui A(s) pentru valori crescătoare ale reacției amplificatorului din fig. 19.22 (v. graficul din fig. 19.23,b) (Unitățile sînt ns⁻¹)

R_f kΩ	s_1	s_2	s_3	s_4
∞	−0,0049	−0,182	−4,55	−7,49
2	−0,038	−0,154	−4,61	−7,48
1,27	−0,069	−0,127	−4,64	−7,48
1,1	−0,098	±j0,01	−4,65	−7,48
0,5	−0,105	±j0,096	−4,77	−7,47
0,1	−0,142	±j0,244	−5,66	−7,35
0,05	−0,174	±j0,313	−6,94	±j0,411

Din ecuația (15.17) banda rezultantă va fi:

$$\omega_h \approx \frac{0{,}098}{\sqrt{2}} = 0{,}069\ \text{Grad/s}$$

sau

$$f_h = 11\ \text{MHz}.$$

Desensibilizarea este aproximativ 10.

Ca și în exemplele precedente, lărgimea de bandă a acestui amplificator poate fi crescută și mai mult dacă se acceptă ca polii lui $A(s)$ să se desprindă de pe axa reală, pentru a forma o pereche Butterworth. Din tabelul 19.9, valoarea lui R_f necesară pentru a obține această configurație de poli este $R_f = 500\,\Omega$. Banda va fi de aproximativ 23 MHz (v. problema P.19.18). O creștere în continuare a benzii poate fi realizată adăugind un condensator mic de compensare (cîțiva picofarazi) în paralel cu R_f.

Rezultatele tipice pentru un amplificator cu două etaje[1)] cu tranzistoare ieftine, 2N 3563, cu o schemă ca în fig. 19.22, sînt reprezentate în fig. 19.25. Răspunsul pentru $R_f = 0$ (fig. 19.25*a*), indică faptul că lărgimea benzii fără reacție este de aproximativ 7 sau 8 MHz. Cînd R_f este ajustat pentru a permite un răspuns maximum plat ca în fig. 19.25 *b*, banda crește la aproximativ 60 MHz. Cînd se adaugă un condensator mic în paralel cu R_f, ca în fig. 19.25, *d*, este posibil să se obțină un răspuns plat de la frecvențe joase pînă la peste 100 MHz.

Rezultatele de la calculator din tabelul 19.9 s-au reprezentat grafic sub forma locului rădăcinilor în fig. 19.23, *a*. Între acest loc și cel original

1) V. § 19.4 pentru detalii de măsurare.

schițat în fig.23, *a*, conform cu polii lui $a(s)$, există o deosebire pronunțată. Figura 19.23, *b* pune în evidență faptul surprinzător că acest amplificator este întotdeauna stabil (dacă se ignorează efectele parazite, indiferent cît de mare este reacția, deoarece pe măsură ce R_f scade, polii lui $A(s)$ se deplasează, în realitate, *înspre exteriorul axei imaginare*).

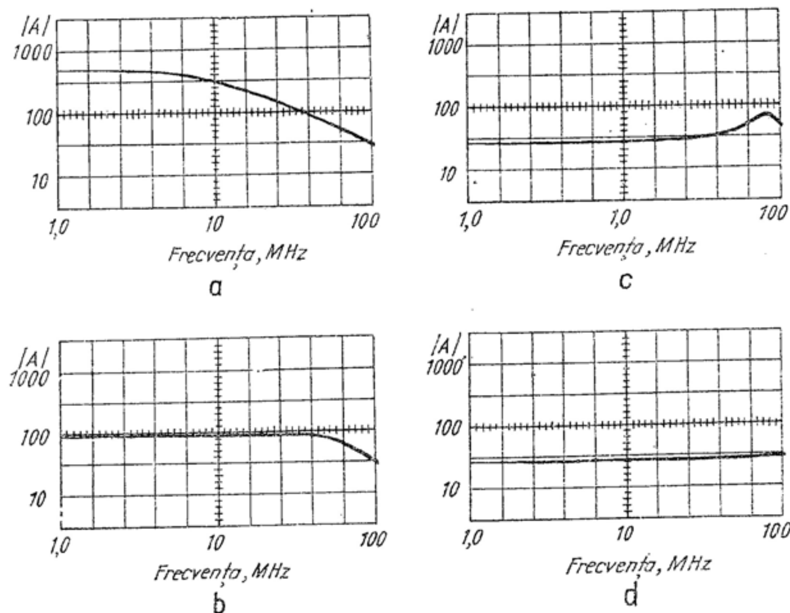


Fig. 19.25. Fotografiile oscilogramelor amplificatorului din fig. 19.22.

Imprecizia locului rădăcinilor reprezentat în fig. 19.23, este datorată următorilor doi factori independenți: mai întîi, după cum s-a menționat, conceptul de bază al despărțirii circuitului din fig. 19.22, *b* în circuitul *a* și *f* ca în fig 19.24, este o soluție discutabilă datorită existenței capacității $C_{\mu 1}$.

În al doilea rînd, efectul de încărcare al lui R_f asupra circuitului *a* nu este *neglijabil* în acest caz, astfel că polii lui *a* nu rămîn fixați pe măsură ce valoarea reacției crește. Efectele de încărcare ale amplificatoarelor cu două etaje sînt de obicei mai serioase decît ale amplificatoarelor cu trei sau mai multe etaje. Numai cu două etaje, a_0 este de obicei mai mic, astfel încît f_0 trebuie să fie în mod corespunzător mai mare pentru a realiza desensibilizarea cerută. O valoare mare a lui f_0 implică totdeauna o încărcare mai mare a nodului de ieșire (v. problema P.19.19).

19.4. DEMONSTRAȚIILE EXPERIMENTALE LA CURS

Se adaugă amplificatorului cu reacție (amplificatorul din fig. 19.16) un detector de vîrf ca cel din fig. 19.26. Deoarec frecvențele cerute pentru acest experiment pot fi de ordinul a 100 MHz, detectorul trebuie montat pe același șasiu ca și amplificatorul. Se fac apoi conexiunile pentru restul echipamentului, ca în fig. 19.26. Sînt necesare amplificatoare logaritmice[1] pentru a produce reprezentări grafice în scară dublu logaritmică. Pentru o reglare corectă a aparatelor se poziționează osciloscopul pe o sensibilitate de 10 dB/diviziune verticală și pe orizontală avînd scale de 1 MHz la stînga, 10 MHz la centru și 100 MHz la dreapta.

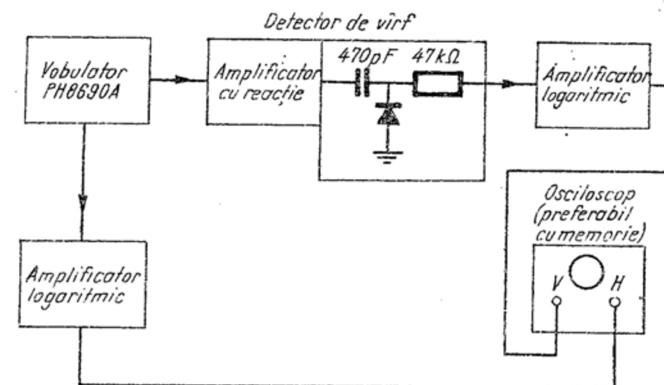


Fig. 19.26. Schema-bloc pentru demonstrația experimentarea de curs.

Presupunînd că se testează amplificatorul din fig. 19.16, se alege R_2 egal cu zero pentru a avea o reacție de c.a. egală cu zero și se trasează curba de răspuns. Dacă se folosește osciloscopul cu memorie, păstrați această imagine. Repetați experiența pentru valori crescătoare ale reacției rezistive, adică măriți valoarea lui $R_2(C_3 = O)$. În fig. 19.27, *a* pot fi văzute rezultatele tipice ale cîtorva experimentări (rezultatele au fost suprapuse). Rețineți corespondența între reprezentările acestea și configurația de poli pentru locul rădăcinilor. Creșteți pe R_2 pînă cînd amplificatorul devine instabil.

[1] Pentru o variantă de proiectare, v. bibliografia [19.5].

Repuneți pe R_2 la o valoare pentru care se obține o ușoară cocoașă și apoi creșteți pe C_3. Din nou, este util osciloscopul cu memorie, deși nu este esențial. Fig. 19.27, *b* și 19.14 sînt reprezentări tipice ale rezultatelor.

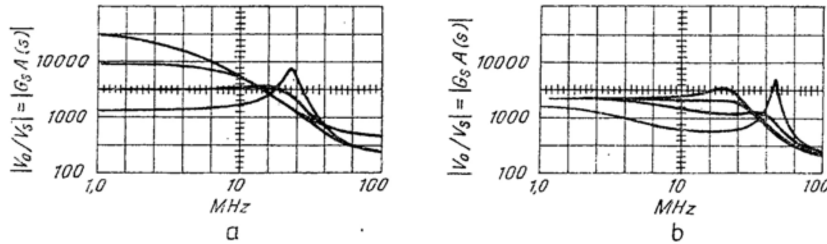


Fig. 19.27. Fotografiile oscilogramelor pentru demonstrația experimentală de curs din fig. 19.26 și 19.16.

BIBLIOGRAFIE

19.1. Truxal, J. *Control engineers'handbook.* New York, McGraw-Hill, 1958.

19.2. Valley, G. E., Wallman, H. *Vacuum tube amplifiers.* New York, McGraw-Hill, 1948.

19.3. Mason, S.J., Zimmermann, H.J. *Circuits, signals and systems.* New York, Wiley, 1960.

19.4. Kuo, F. F. *Network analysis and synthesis.* New York, Wiley, 1962.

19.5. Giles, J. N. *Linear integrated circuits applications handbook.* În: Fairchild Semiconductor, 1967.

19.6. Wilder, R. J. *A new monolithic operational amplifier design.* În: National Semiconductor TP—2, August, 1968.

19.7. Pederson, D.O. *Electronic circuits* (ediție preliminară). New York, McGraw-Hill 1965.

PROBLEME

P 19.1. Să se determine pentru amplificatorul cu reacție din § 19.22 (fig. 19.10) transmisia pe buclă la frecvențe medii, desensibilizarea și valoarea lui R_f cerută pentru a determina amplificatorul să intre în instabilitate (v. pag. 191).

P 19.2. Să se calculeze polii lui $a(s)$ pentru circuitul a (fig. 19.13, b), incluzînd efectul de încărcare al lui $C_f = 0{,}255$ pF, $G_f = 0{,}054$ mS. Să se compare distanța medie a celor trei poli inferiori ai lui $a(s)$, pentru acest calcul, cu valoarea corespunzătoare din § 19.2.4, calculată neglijînd pe C_f. Să se comenteze efectul încărcării datorat lui C_f (v. pag. 200).

P 19.3. Să se estimeze valoarea zeroului s_f în bucla de reacție (fig. 19.13), care va asigura faptul că amplificatorul este stabil pentru toate valorile transmisiei pe buclă la frecvențe medii (v. pag. 200).

P 19.4. Tabelul 19.5 arată că atunci cînd se adaugă un condensator de compensare unui amplificator cu trei etaje (fig. 19.13), amplificatorul are șapte frecvențe naturale. Să se explice de ce. Verificați valoarea distanței medii la axa imaginară cînd reacția este modificată. Este aceasta constantă? Repetați pentru primii patru poli inferiori și separat, pentru primii trei poli și comentați (v. pag. 207).

P 19.5. Să se calculeze polii lui $a(s)$ pentru circuitul a din fig. 19.13 incluzînd efectele lui C_f și G_f. Să se folosească valorile lui C_f și G_f din tabelul 19.5. Faceți verificări pentru a vedea cum aceste schimbări modifică polii lui $a(s)$ (v. pag. 207).

P 19.6. Pentru valorile rezistențelor date în fig. 19.16, să se determine valorile lui C_3 și R_2 care vor avea același efect ca și $C_f = 0{,}255$ pF, $G_f = 0{,}054$ mS (fig. 19.13) (v. pag. 207).

P 19.7. Un anumit amplificator are reacție rezistivă și un circuit a cu următoarea funcție de transfer:

$$a(s) = \frac{10^5}{(s+2)\,(s+2)\,(s+2)}.$$

a) Cît de mare poate fi f_0 fără a se produce instabilitatea?

b) Să se deplaseze unul din polii lui $a(s)$ către axa imaginară la $s_p = -1/50$. Cît de mare poate fi acum f_0 fără a se produce instabilitatea. Explicați prin schițarea locului rădăcinilor în fiecare caz (v. pag. 207).

P 19.8. Să se arate că pentru un condensator de o anumită valoare, polul inferior al lui $a(s)$ din fig. 19.10, b este deplasat mai departe în raport cu ceilalți poli dacă C_1 este conectat cum se indică, decît dacă ar fi fost conectat între bază și masa tranzistorului al doilea (v. pag. 207).

P 19.9. Să se calculeze rezistența în circuit deschis văzută la bornele lui C_1' (fig. 19.10). Să se substituie valorile numerice din fig. 19.10 pentru a verifica valoarea lui R_T calculată la pag. 208.

P 19.10. Să se încerce adăugarea unui condensator de 50 pF între bază și colector în amplificatorul cu reacție din fig. 19.10, mai întîi la T_1, apoi la T_2 și în sfîrșit la T_3'. Să se calculeze polii lui $a(s)$ în fiecare caz și să se schițeze locul rădăcinilor. Din aceste reprezentări să se spună dacă se poate obține o desensibilizare mai mare decît cea obținută în § 19.2.5. Să se verifice estimarea făcută, alegînd valoarea lui R_f dată de testul pe calculator asupra polilor lui $A(s)$ pentru a obține desensibilizarea maximă și răspuns plat în frecvență (v. pag. 209).

P 19.11. Există un motiv foarte puternic pentru a *nu* adăuga un condensator de compensare de la baza la colectorul unui etaj de ieșire al unui amplificator cu reacție, motiv independent de problema constantelor de timp discutate în § 19.2.5. și problema P.19.10. Explicați (v. pag. 210).

P 19.12. Să se calculeze și să reprezinte locul polilor lui $A(s)$ pentru diferite valori ale lui C_1 în amplificatorul din fig. 19.10. Păstrați $R_f = 5$ kΩ. Estimați valoarea lui C_1 pentru a produce o pereche de poli ai lui $A(s)$ cu Q unitar (v. pag. 210).

P 19.13. Să se estimeze lărgimea de bandă a circuitului a din fig. 19.10, cu și fără condensatorul de compensare de 50 pF. Să se comenteze efectul lui C_1 asupra desensibilizării (v. pag. 210).

P 19.14. Tabelul 19.6 indică faptul că un răspuns „satisfăcător" (în cazul de față, perechea complexă are Q subunitar), poate fi obținut adăugind un condensator de 50 pF, C_1, între baza și colectorul tranzistorului T_2 ca în fig. 19.10, și de asemenea, adăugind un condensator C_f de 1 pF în paralel cu rezistența R_f. Această alegere a lui C_1 și C_f nu este neapărat cea optimă. Să se facă comentarii asupra posibilităților de alegere C_1 contra C_f. Dacă este posibil, folosiți un calculator pentru a găsi alte combinații de C_1 și C_f și dați răspunsul dorit. Care este cea mai bună alegere; de ce?

P 19.15. Pentru amplificatorul din § 19.3.1 (fig. 19.19), să se calculeze ω_h din polii lui $A(s)$ dați în tabelul 19.7 pentru $R_e = 0{,}05$ Ω. Verificați, deci, rezultatele date la pag. 215.

P 19.16. Amplificatorul din § 19.3.1 (fig. 19.19) poate fi de asemenea compensat prin adăugarea unui condensator amplificatorului de bază ca în § 19.2.5. Care este valoarea capacității care întrunește specificațiile de la începutul § 19.3.1 (v. pag. 216)?

P 19.17. Să se folosească rezultatele de la calculator din tabelul 19.8 pentru a verifica conceptul de „distanţa medie faţă de axa *j*", pentru amplificatorul cu reacţie din fig. 19.19, compensat de inductanţa *L* în serie cu R_e (v. pag. 217).

P 19.18. Dîndu-se funcţia de transfer a lui $a(s)$ ca în § 19.3.2, să se proiecteze reţeaua de reacţie din fig. 19.22 pentru a obţine configuraţia Butterworth cu doi poli pentru funcţia de transfer pe buclă închisă $A(s)$. Să se compare lărgimea de bandă şi desensibilizarea cu proiectarea din § 19.3.2.

P 19.19. Să se separe cei doi factori care conduc la inacurateţea locului rădăcinilor pentru circuitul din fig. 19.22; mai întîi se va presupune $g_m = 20$ S pentru al doilea tranzistor, pentru a reduce efectul încărcării lui R_f. Apoi faceţi $C_{\mu 1} = 0$ la primul tranzistor pentru a elimina inacurateţea circuitului *a*. În fiecare caz să se calculeze locul rădăcinilor şi să se compare cu locul prescris (fig. 19.23, *a*) (v. pag. 224).

P 19.20. Presupunînd tranzistoare ideale ($C_\pi = C_\mu = 0$), în fig. 18.29 să se schiţeze locul rădăcinilor pentru acest amplificator. Explicaţi de ce proiectantul a plasat reţeaua *RC* pe calea reacţiei.

P 19.21. Dacă se încearcă rezolvarea problemei P 18.25, c formînd un circuit *a* şi un circuit *f*, se ridică anumite contradicţii. Pentru a arăta aceasta, formaţi circuitele *a* şi *f* presupunînd că amplificatorul operaţional are o anumită rezistenţă de ieşire R_0 şi nu prezintă întîrzieri interne (de exemplu tensiunea de ieşire a amplificatorului singur, este egală cu curentul de intrare multiplicat de o constantă a_0. Determinaţi acum *a* şi *f* şi deci $A(s)$. Cîţi poli are această funcţie. Determinaţi prin inspectarea circuitului original, fig. 18.30, *a* cu R_2 înlocuit prin C_2, cîţi poli are $A(s)$ în realitate. Primul răspuns este greşit deoarece circuitul nu îndeplineşte anumite condiţii fundamentale cerute pentru a forma circuitele *a* şi *f*. Explicaţi (v. de asemenea problemele P 20.17 şi P 20.18).

CAPITOLUL 20

PROIECTAREA AMPLIFICATOARELOR CU REACŢIE PE BAZA RĂSPUNSULUI PE AXA *j*

CAPITOLUL 20

PROIECTAREA AMPLIFICATOARELOR CU REACŢIE PE BAZA RĂSPUNSULUI PE AXA *j*

20.1. **Teorie**
20.1.1. Criteriul lui Nyquist
20.1.2. Criterii pentru un răspuns acceptabil
20.2. **Exemplu de calcul pe axa *j***
20.2.1. Proiectarea iniţială
20.2.2. Compensarea prin reducerea deplasării fazei la înaltă frecvenţă
20.2.3. Compensarea prin adăugarea unui condensator amplificatorului de bază
20.3. **Instabilitatea la frecvenţe joase**
Bibliografie
Probleme

20

PROIECTAREA AMPLIFICATOARELOR CU REACŢIE PE BAZA RĂSPUNSULUI PE AXA *j*

20.1. TEORIE

În capitolul precedent s-au discutat metodele proiectării amplificatoarelor cu reacţie utilizînd graficele locului rădăcinilor. În capitolul acesta, se studiază problema dintr-un punct de vedere oarecum diferit, în care proiectarea se bazează numai pe răspunsul staţionar *măsurat* al circuitului *a*. În esenţă, acestă metodă implică determinarea transmisiei pe buclă în regim staţionar $af(j\omega)$, măsurînd pe $a(j\omega)$ şi măsurînd sau calculînd pe $f(j\omega)$. Din graficul amplitudinii şi al fazei lui $af(j\omega)$ este posibil să se calculeze răspunsul staţionar al amplificatorului cu bucla închisă, $A(j\omega)$. Prin analogie directă cu metoda locului rădăcinilor, se vede dacă proiectarea este satisfăcătoare, selectiv, pentru desensibilizare şi răspunsul în frecvenţă şi tranzitoriu. Dacă proiectarea nu este satisfăcătoare, este necesară introducerea unei forme de compensare.

Un avantaj important al acestei metode constă în posibilitatea *folosirii directe a răspunsului în frecvenţă măsurat* al amplificatorului de bază fără a fi necesară determinarea frecvenţelor naturale pe calculator.

20.1.1. Criteriul lui Nyquist

În cadrul acestei metode, este esenţial să se găsească criterii, atît pentru stabilitatea cît şi pentru răspuns tranzitoriu „satisfăcător” în funcţie de răspunsul staţionar $a(j\omega)$ şi $A(j\omega)$, la fel cum s-a procedat în funcţie de poli şi zerouri în cadrul metodei locului rădăcinilor. Criteriul

de stabilitate va fi studiat în acest paragraf, iar criteriile pentru răspuns tranzitoriu şi staţionar satisfăcător vor fi studiate în § 20.1.2.

Criteriul de stabilitate de bază folosit în discuţia asupra locului rădăcinilor era acela că frecvenţele naturale ale funcţiei de transfer a amplificatorului cu reacţie $A(s)$, trebuie să se afle în semiplanul stîng al planului complex, pentru ca amplificatorul să fie stabil. Criteriul corespunzător pentru răspunsul staţionar este acela că transmisia pe buclă $af(j\omega)$ trebuie să satisfacă aşa-numitul *criteriu al lui Nyquist* de stabilitate a amplificatorului. Acest criteriu va fi pus în evidenţă în axe semilogaritmice reprezentînd logaritmul amplitudinii lui $af(j\omega)$ în funcţie de unghiul de fază al lui $af(j\omega)$.

Fig. 20.1, *a* reprezintă log $|af(j\omega)|$ în funcţie de $\angle af(j\omega)$ pentru un amplificator tipic. Ideea de bază a testului Nyquist este aceea că *locul lui $a(j\omega)$ reprezentat în fig. 20.1,a, corespunde axei $j\omega$ din planul s*, în sensul că, un punct deplasîndu-se pe axa $j\omega$ în sus (fig. 20.1, *b*) de la minus infinit la plus infinit, se va deplasa de-a lungul conturului cu linie plină din fig. 20.1, *a* în direcţia indicată pentru creşterea lui ω. Cele două reprezentări formează o transformare conformă : elementul de arie dreptunghiular dintr-un plan, se transformă în element de arie dreptunghiular, în celălalt, iar rotaţiile de 90° dintr-un plan se transformă în rotaţii de 90° în celălalt plan. Din păcate, calea convenţională de reprezentare a lui log$|a(j\omega)|$ în funcţie de $\angle a(j\omega)$ (v. fig. 20.1, *a*), este *inversată* faţă de aceea cerută pentru o transformare conformă exactă, deoarece unghiul este reprezentat către dreapta, nu către stînga. Din această cauză relaţiile unghiulare din cele două plane sînt inversate : +90° dintr-un plan corespund la — 90° din celălalt plan. De exemplu, cînd „ne deplasăm" în sus pe axa $j\omega$ în planul s, în direcţia crescătoare a lui ω, semiplanul drept apare întotdeauna în partea noastră dreaptă. Făcînd aceeaşi „deplasare" pe log$|a(j\omega)|$ în funcţie de $\angle a(j\omega)$, pentru valori crescătoare ale lui ω, se observă că semiplanul drept din planul s, se transformă în porţiunea ce rămîne în *stînga* conturului în timpul deplasării. Cele două regiuni corespondente sînt haşurate în fig. 20.1, *a* şi 20.1, *b*. Deci, semiplanul drept din planul s corespunde porţiunii din *interiorul conturului* lui $af(j\omega)$ din fig. 20.1, *a*.

Pe baza definiţiei originale,

$$A = \frac{a}{1 + af}$$

polii lui $A(s)$ apar pentru $af = -1$, cum s-a văzut în § 19.2.1. Deci în reprezentarea lui log$|a(j\omega)|$ în funcţie de $\angle a(j\omega)$, criteriul Nyquist cere, pentru a asigura stabilitatea lui $A(s)$, ca $af = -1$ să apară în acea regiune a conturului care corespunde semiplanului stîng al planului s. În mod concret, punctele $af = -1$, adică $|af| = -1$ şi $\angle af = \pm(2n+1)180°$, trebuie

să se afle în partea exterioară a reprezentării. Deci, diagrama din fig. 20.1, *a* arată că amplificatorul este stabil pentru valoarea indicată a transmisiei pe buclă la frecvenţe medii (v. problema P20.1).

Este de aşteptat, din discuţia locului rădăcinilor din § 19.1 şi 19.2, că dacă a_0f_0 ar fi crescut, perechea complexă a lui $A(s)$ ar fi forţată să

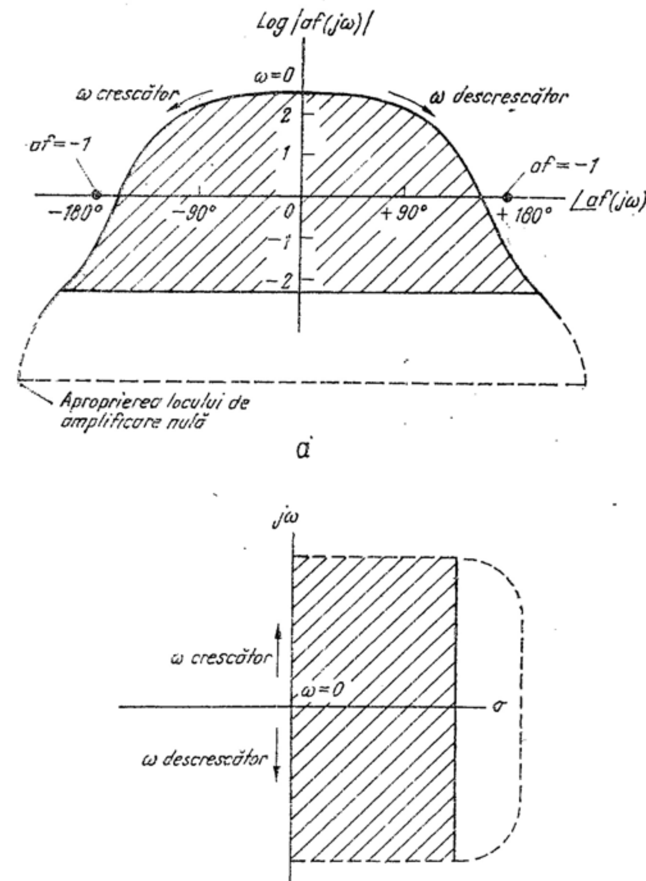


Fig. 20.1. Testul Nyquist :
a — amplitudinea logaritmică în funcţie de fază pentru $af(j\omega)$; *b* — planul s, arătînd conturul corespunzător.

treacă în semiplanul drept, iar amplificatorul ar deveni instabil. Fig. 20.1, *a* indică faptul că aceasta este situaţia reală. Creşterea lui a_0f_0 va mări pe $|af(j\omega)|$ printr-un factor constant fără a schimba $\angle af(j\omega)$, astfel

că diagrama 20.1, *a se mărește la scară fără a-și schimba forma*, datorită reprezentării semilogaritmice. Este clar că această transformare va face ca diagrama să înconjoare punctul $af = -1$, indicînd că amplificatorul devine instabil.

Pentru situații relativ simple, ca aceea din fig. 20.1, *a* în care faza lui $af(j\omega)$ este o funcție monoton descrescătoare de ω, se poate observa că testul Nyquist se reduce la următoarea afirmație simplă :

Un amplificator cu reacție va fi stabil dacă amplitudinea $af(j\omega)$ este mai mică decît unitatea cînd faza lui $af(j\omega)$ este $\pm 180°$.

Acest test simplu asupra stabilității, poate fi aplicat direct caracteristicilor de frecvență (*diagramele Bode*) fără a trasa vreodată log $|a(j\omega)|$ funcție de $|a(j\omega)|$, ca în fig. 20.1, *a*. Pentru ilustrare, fig. 20.2 reprezintă diagramele Bode pentru același amplificator ca cel folosit în fig. 20.1, *a*. Deoarece $|af(j\omega)|$ este mai mic decît 1 la $\omega = 56$, frecvența la care $|af(j\omega)| = -180$, se ajunge la concluzia că amplificatorul complet cu reacție va fi stabil[1].

20.1.2. Criterii pentru un răspuns acceptabil

În discuția despre locul rădăcinilor (§ 19.2.3) s-a scos în evidență că, deși polii și zerourile lui $A(s)$ determină unic (pînă la o constantă) răspunsul staționar și tranzitoriu al amplificatorului, este necesar, pentru ușurința calculului, să se stabilească criterii mai simple pentru un răspuns acceptabil. Deci, pentru un răspuns tranzitoriu acceptabil, era necesar ca perechea complexă să se afle sub liniile radicale de 45° (Q mai mic decît 0,707), iar pentru răspuns în frecvență acceptabil era necesar ca perechea complexă să se afle sub liniile radicale de 60° ($Q = 1$).

În discuția prezentă, referitoare la răspunsul staționar, apare o situație similară. Răspunsul staționar al lui $a(j\omega)$ și $f(j\omega)$ determină în mod unic răspunsul în frecvență staționar cu buclă închisă $A(j\omega)$. O tehnică grafică relativ simplă, pentru determinarea răspunsului în frecvență pe bucla închisă $A(j\omega)$, este de a reprezenta log $|a(j\omega)|$ funcție de $|a(j\omega)|$ cu ajutorul așa-numitelor diagrame Nichols, date în formă simplificată în fig. 20.3. Aceste diagrame sînt construite reprezentînd conturile de amplitudine constantă și fază constantă ale funcției :

$$Af(j\omega) = \frac{af(j\omega)}{1 + af(j\omega)}$$

avînd pe abscisă faza lui $af(j\omega)$ și pe ordonată amplitudinea lui $af(j\omega)$. Deci, cunoscînd $af(j\omega)$, se poate utiliza diagrama pentru a găsi $Af(j\omega)$ și deci $A(j\omega)$.

1) Diagramele Bode cu fază nemonotonă sînt discutate în lucrarea [20.1]. *(NA)*

Din păcate, nu există o cale simplă pentru a determina răspunsul tranzitoriu cu bucla închisă, din $af(j\omega)$. Deci, sîntem constrînși să folosim criterii aproximative asupra lui $af(j\omega)$ pentru a asigura atît un răspuns

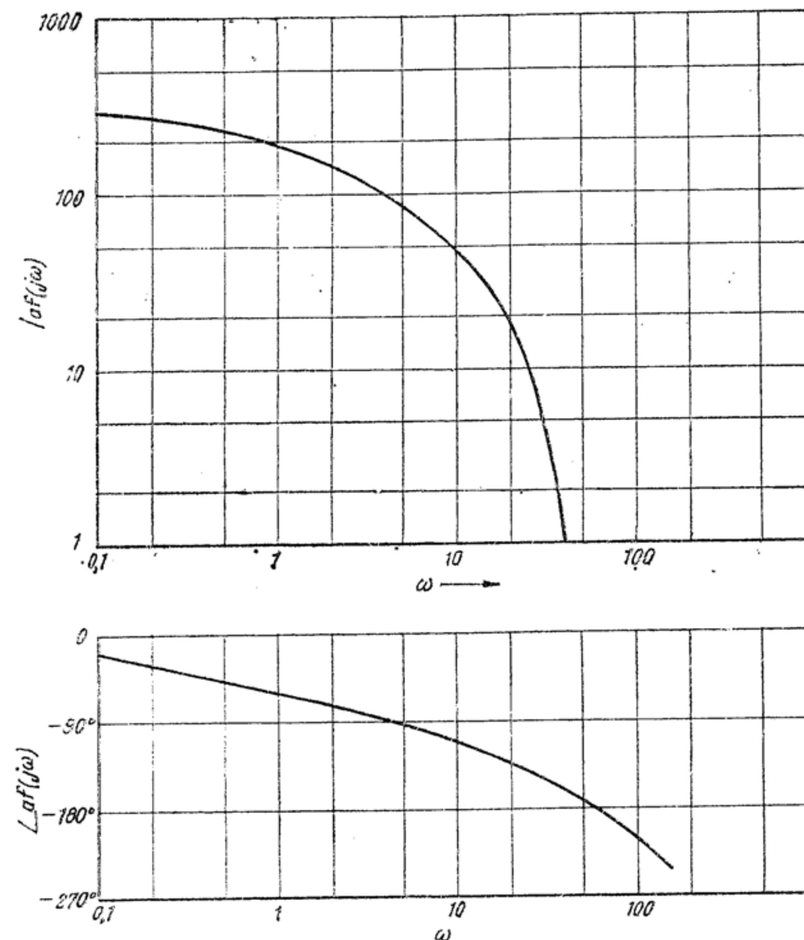


Fig. 20.2. Diagramele Bode pentru amplificatorul cu graficul din fig. 20.1, *a*.

staționar cît și un răspuns tranzitoriu acceptabile. *Criteriul rezervei de amplificare și fază și criteriul valorii maxime a vîrfului în răspunsul staționar* sînt două criterii folosite adesea.

Apropierea conturului al lui $af(j\omega)$ din fig. 20.1, *a*, de $af = -1$, scoate în evidență în mod clar o măsură a gradului de stabilitate a amplificatorului cu reacție. „Rezerva de amplificare" și „rezerva de fază", arătate atît

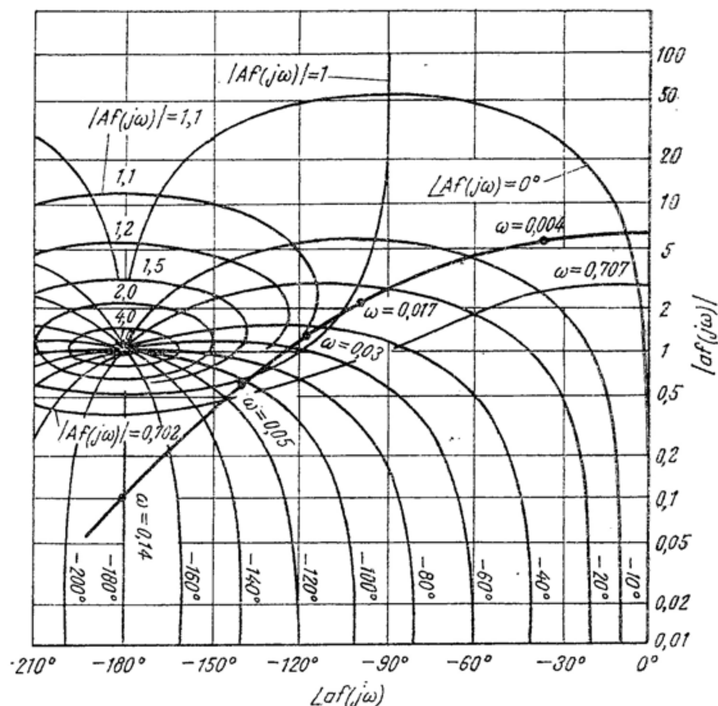


Fig. 20.3. Diagramele Nichols. Conturul îngroșat este pentru amplificatorul din § 20.2.

în graficul [log $|a(j\omega)|$, $\underline{|a(j\omega)}$] cît și diagrama Bode în fig. 20.4, sînt criterii folosite adesa pentru a descrie această apropiere de $af = -1$. Rezerva de amplificare este definită ca $1/|af(j\omega)|$ calculat la frecvența la care $\underline{|af(j\omega)}$ este $\pm 180°$; deci, pentru acest circuit, rezerva de amplificare este egală cu 2. Rezerva de fază este $180° - |\underline{|af(j\omega)}|$, calculată la frecvența care $|af(j\omega)| = 1$, care în acest caz este 45°.

Pentru amplificatoarele practice, este indicat ca rezerva de amplificare să fie cel puțin 4, iar cea de fază cel puțin 60°.

Într-o anumită măsură, mărimea acestor rezerve este un indice al stabilității amplificatorului și un indice al supracreșterii în regim tranzitoriu.

Un alt criteriu utilizat adesea pentru a asigura un răspuns tranzitoriu acceptabil, este acela ca răspunsul amplificatorului cu bucla închisă $A(j\omega)$, să aibă un vîrf mic. Din fig. 19.3 și 19.4 rezultă că pentru o funcție

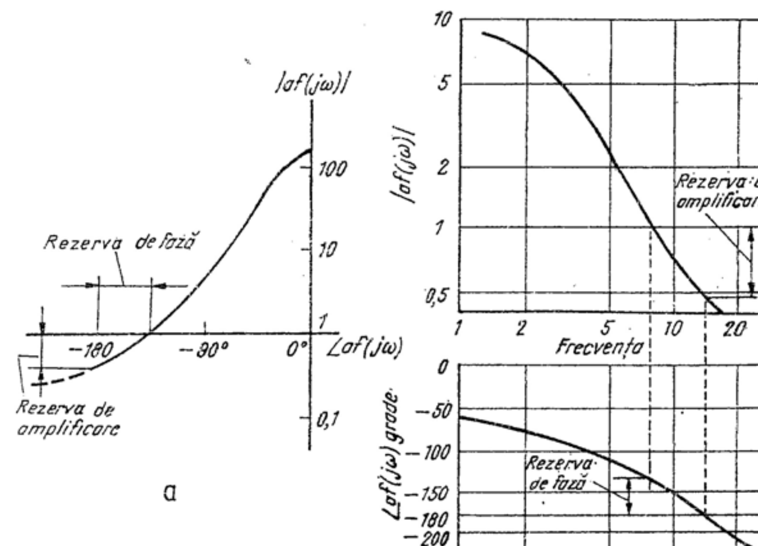


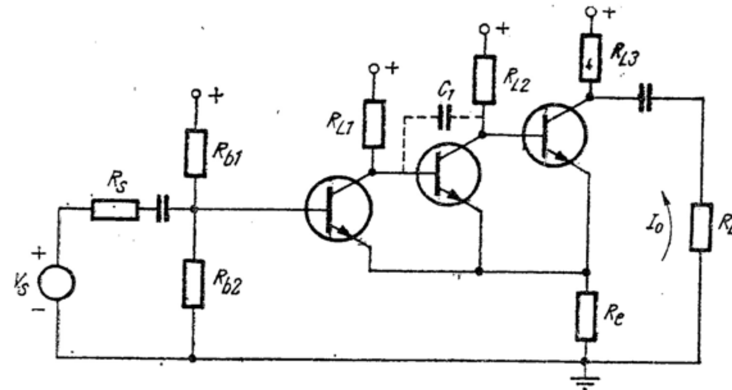
Fig. 20.4. Rezervele de amplificare și fază:
a — amplitudinea funcției de fază; *b* — diagramele Bode.

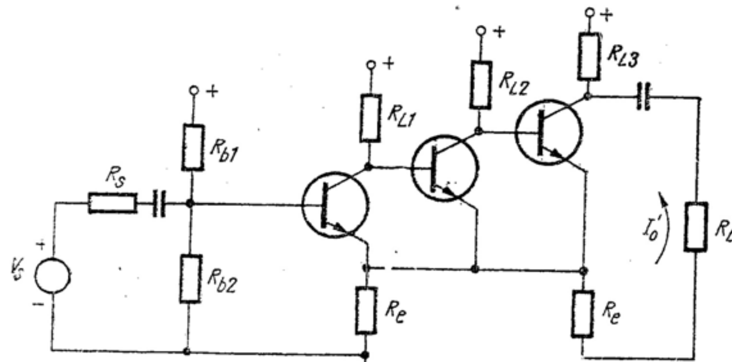
simplă cu doi poli, acest criteriu este identic cu specificația asupra localizărilor polilor. Pentru funcții mai complicate, relația devine mai complicată. De asemenea, o specificație adesea utilizată pentru un răspuns tranzitoriu satisfăcător este aceea ca vîrful răspunsului în frecvență $A(j\omega)$ să fie mai mic decît 1,1 din răspunsul la frecvențe medii. Un astfel de factor depinde, de obicei, de aplicația dorită. De exemplu, pentru un servosistem se utilizează adesea factori de ordinul 1,3 sau 1,5

20.2. EXEMPLU DE CALCUL PE AXA *j*

20.2.1. Proiectarea inițială

Pentru a ilustra calculul unui amplificator cu reacție pe axa *j*, se va examina amplificatorul cu reacție buclă-buclă din fig. 20.5, *a*; s-a ales spre reexaminare amplificatorul din § 19.3.1 pentru a facilita comparația între proiectarea pe baza locului rădăcinilor și cea pe baza axei *j*.





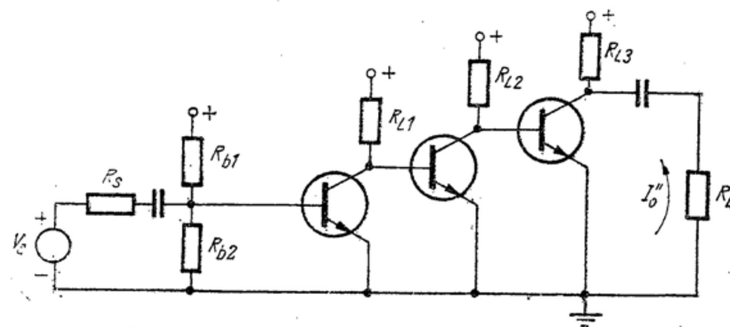
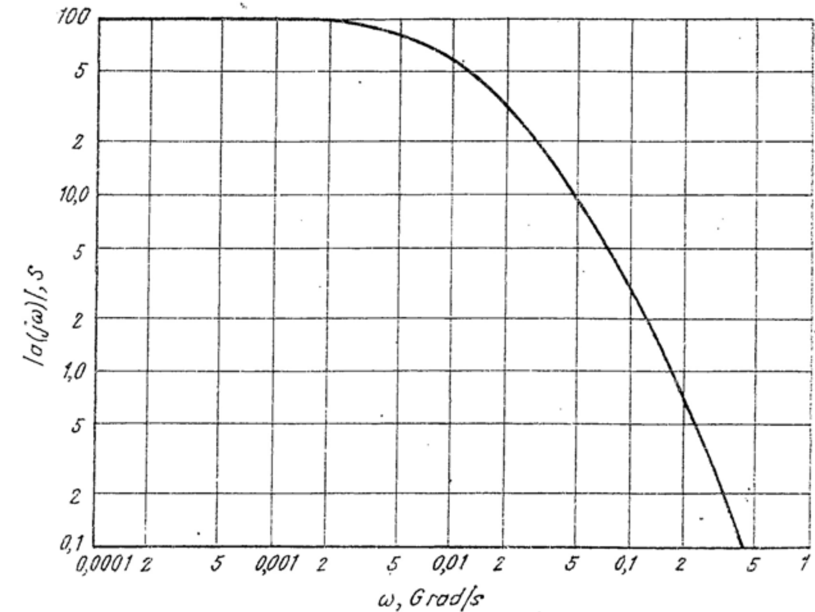


Fig. 20.5. Amplificator cu reacție buclă-buclă:
a – schema electrică; *b* – circuitul *a*; *c* – circuitul *a* cu $R_e = 0$.

Proiectarea de față ar trebui efectuată pe baza răspunsului sinusoidal măsurat, $a(j\omega) = I' / V_S$, al circuitului *a* din fig. 20.5, *d* (derivat din fig. 20.5, *a* prin metodele discutate în §18.4). Din păcate nu cunoaștem încă valoarea rezistenței de reacție R_e. Așadar singura modalitate de abordare este să se presupună că R_e este de valoare suficient de mică astfel că răspunsul măsurat I_o''/V_S al amplificatorului de bază, sursă și sarcină (fig. 20.5, *c*) va fi aproape identic cu răs-



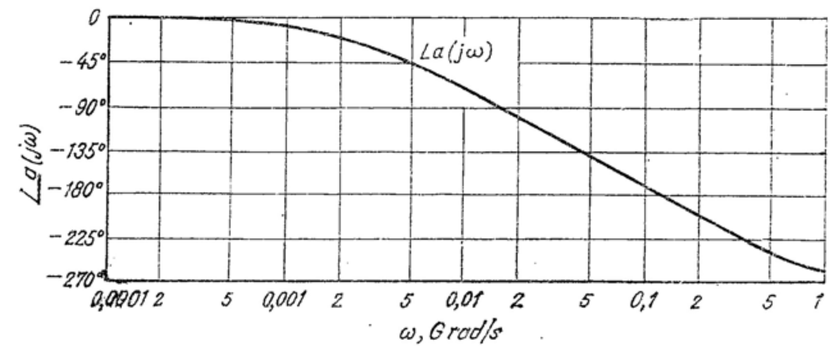


Fig. 20.6. Răspunsul măsurat pentru circuitul din fig. 20.5, *c*.

punsul circuitului a. Răspunsul măsurat I_o''/V_s (amplitudine și fază în funcție de frecvență) este prezentat în fig. 20.6 [1]. Deși nu se cunoaște valoarea lui R_e, graficele au fost denumite $|a(j\omega)|$ și $\angle a(j\omega)$, în concordanță cu presupunerile de mai sus.

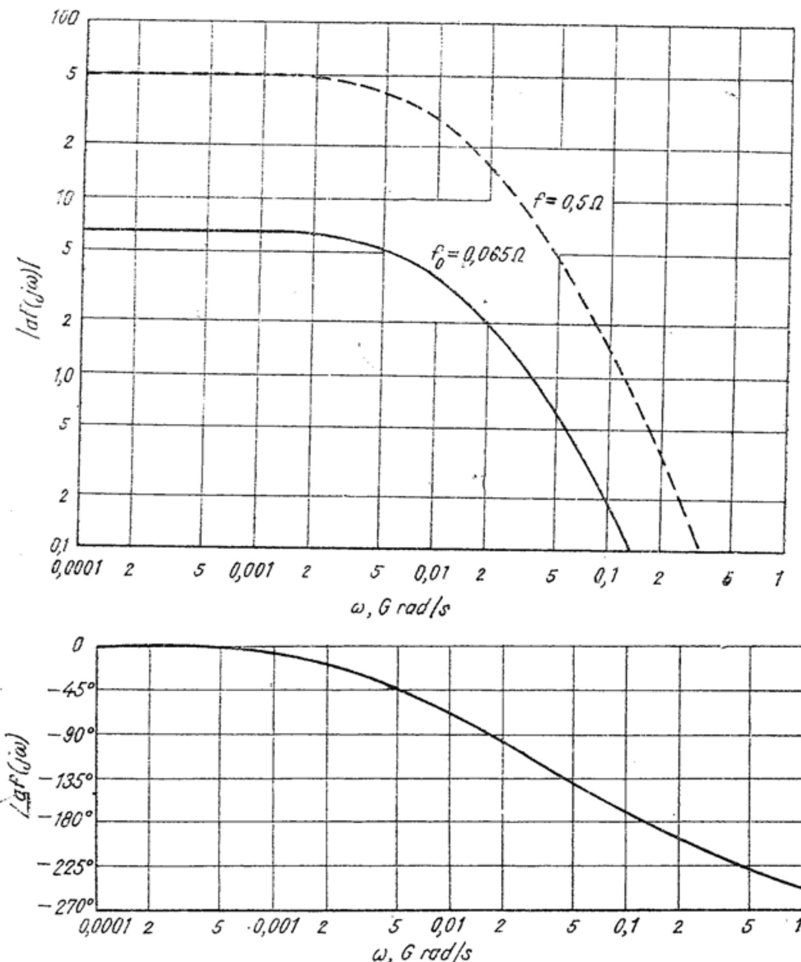


Fig. 20.7. Diagramele Bode ale lui $af(j\omega)$ pentru amplificatorul din fig. 20.5.

[1] Aici sîntem puțin incorecți. Acesta nu este răspunsul măsurat care ar trebui să fie; el este mai degrabă cel calculat din polii lui $A(s)$ pentru $R_e = 0$ (v. tabelul 18.7), informație pe care nu o avem „la dispoziție" în conformitate cu regulile de bază. Se dă această libertate, pentru a facilita comparația celor două soluții (*NA*).

Se calculează mai întîi valoarea reacției la frecvențe medii, care poate fi aplicată îndeplinind următoarele condiții:

rezerva de amplificare $= 4$;

rezerva de fază $= 60°$.

Pentru a face un control asupra stabilității, de amplificare, ș.a.m.d., este necesar să avem o reprezentare a lui $af(j\omega)$. În acest amplificator $f(j\omega) = R_e$; deci $|af(j\omega)|$ este identic cu $|a(j\omega)|$ cu excepția unui factor constant, iar $\angle af(j\omega)$ este identic cu $\angle a(j\omega)$. Deci, în acest caz simplu se poate obține $af(j\omega)$ fără a face o nouă reprezentare grafică; tot ceea ce mai rămîne de făcut este să se realizeze o nouă etalonare a axei verticale pentru graficul amplitudinii. Totuși, pentru a reduce gradul de confuzie în acest exemplu inițial, se reprezintă $af(j\omega)$ într-o figură separată (fig. 20.7).

Curba continuă din fig. 20.7 este diagrama Bode, desenată pentru a obține o rezervă de fază de 60°: la frecvența la care $|af(j\omega)| = 1$, $\angle af(j\omega) = -120°$. Pentru a reprezenta graficul amplitudinii trebuie mai întîi reprezentată grafic faza și apoi valoarea lui $a_o f_o$ necesară pentru a obține rezerva de fază dorită. Din reprezentarea fazeo (fig. 20.7) se observă că atunci cînd $\angle af(j\omega)$, aici egal cu $\angle a(j\omega)$, este $-120°$, $\omega = 0,035$ Grad/s. Deci trebuie ca, la această frecvență, $|af(j\omega)|$ să fie unitar. Din fig. 20.6, pentru $\omega = 0,035$, se obține:

$$|a(j\omega)| = 15,5.$$

Pentru a îndeplini condițiile referitoare la rezerva de fază,

$$15,5\, f_o = 1,$$

$$f_o = R_e = \frac{1}{15,5} = 0,065\ \Omega,$$

iar transmisia pe buclă în bandă poate fi:

$$a_o f_o = (100)(0,065) = 6,5.$$

Aceste calcule au fost folosite drept bază pentru graficul amplitudinii din fig. 20.7. Aprofundarea exemplului va arăta că pentru acest amplificator, rezerva de fază constituie criteriul de control; proiectarea corespunzătoare, bazată pe rezerva de amplitudine, va fi lăsată pe seama problemelor P 20.2 și P 20.3.

Fig. 20.8 reprezintă răspunsul $A(j\omega)$ cu bucla închisă, obținut fie prin calcul punct cu punct din fig. 20.7 și folosind relația de bază a reacției

$$A(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{1 + af(j\omega)}, \tag{20.1}$$

fie reprezentînd $af(j\omega)$ pe o diagramă Nichols. Pentru a facilita calculele ulterioare, conturul lui $af(j\omega)$ a fost adăugat unei diagrame Nichols în fig. 20.3. Se observă că valorile citite de pe

şablon corespund lui $|af(j\omega)|$ şi deci trebuie împărţite la $R_e = 0,065\ \Omega$ pentru a obţine $|I_o/V_s|$. Datorită rezervei de fază de valoare mare, răspunsul global este plat. Graficul lui $A(j\omega)$ pentru $R_e = 0,065\ \Omega$ corespunde destul de bine cu informaţia dată în § 19.3.1 şi tabelul 19.7.

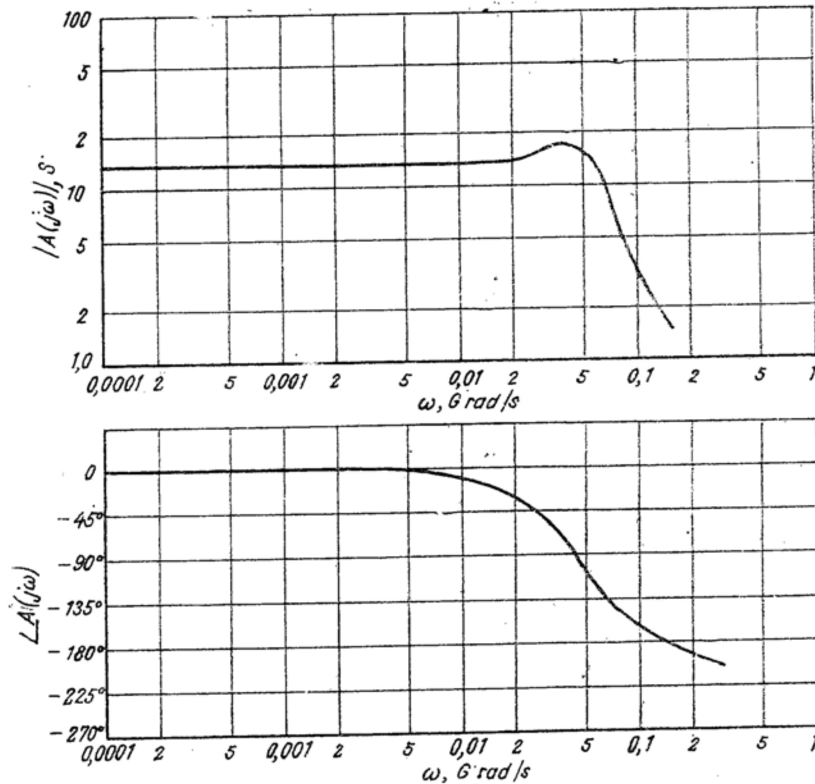


Fig. 20.8. Răspunsul $A(j\omega)$ cu bucla închisă pentru amplificatorul din fig. 20.5, $R_e = 0,065\ \Omega$.

O estimare rapidă a benzii, cu bucla închisă, se poate face fără a reprezenta efectiv pe $A(j\omega)$. Se observă că ecuaţia 20.1 poate fi scrisă :

$$A(j\omega) = \frac{1}{f(j\omega)} \cdot \frac{af(j\omega)}{1 + af(j\omega)}. \tag{20.2}$$

În dreptul frecvenţei rezervei de fază, se ştie, prin definiţie că pentru o rezervă de fază de 60° :

$$af(j\omega) = 1 \angle -120^\circ.$$

Substituind în relaţia (20.2) şi luînd valorile absolute, se obţine :

$$|A(j\omega)| = \left| \frac{1}{f(j\omega)} \left(\frac{1 \angle -120^\circ}{1 + 1 \angle -120^\circ} \right) \right| = \left| \frac{1}{f(j\omega)} \right|. \tag{20.3}$$

Deci, pentru o reacţie independentă de frecvenţă şi o rezervă de fază de 60°, amplificarea pe buclă închisă $A(j\omega)$ este relativ constantă pînă la frecvenţa rezervei de fază. În exemplul acesta, se ştie deci, fără a reprezenta $A(j\omega)$ că frecvenţa superioară a amplificatorului complet este mai mare decît 0,035 Grad/s, fiind cam de 5 ori mai mare decît a amplificatorului de bază.

În continuare, se impune creşterea reacţiei cu un ordin de mărime penru a îndeplini specificaţia originală asupra desensibilizării (concret $a_o f_o = 50$). Deoarece $a_0 = 100$ este necesar ca :

$$R_e = f_o = 0,5\ \Omega.$$

Deoarece reacţia este pur rezistivă, creşterea transmisiei pe buclă, în bandă, la valoarea 50, translatează vertical curba amplitudinii, fără a-i schimba forma (v. fig. 20.7). Testul Nyquist asupra acestei diagrame noi, indică faptul că amplificatorul este aproape de limita de instabilitate, deoarece $|af(j\omega)|$ este numai cu puţin mai mic decît unitatea pentru $\angle af(j\omega) = -180^\circ$ (acest rezultat concordă cu informaţia din tabelul 19.7).

Graficele lui $af(j\omega)$ din fig. 20.7 oferă o nouă demonstraţie asupra faptului că polii foarte mari ai lui $af(s)$ nu influenţează concret calculele asupra reacţiei. Aceşti poli au influenţă asupra formei lui $af(j\omega)$, la frecvenţe foarte înalte. Totuşi, într-un amplificator cu reacţie cu mai multe etaje, polii inferiori sînt factorii dominanţi în funcţia de transfer, în domeniul critic de frecvenţă în care $|af|$ este aproximativ unitar şi $\angle af$ este aproximativ 180°. Polii foarte înalţi, pe de altă parte, vor avea un efect scăzut în acest domeniu. Aceasta este o nouă justificare a neglijării polilor foarte înalţi în calculul locului rădăcinilor, din cap. 19.

20.2.2. Compensarea prin reducerea deplasării fazei la înaltă frecvenţă

Din fig. 20.7 reiese clar că dacă amplificatorul din fig. 20.5 are R_e egală cu 0,5 Ω, necesară pentru a îndeplini condiţia, rezervele de amplificare şi fază vor fi inadecvate (v. problema P.20.4). Deci, este de aşteptat apariţia unui vîrf pronunţat în răspunsul cu bucla închisă $A(j\omega)$, în vecinătatea frecvenţei critice unde $|af| \approx 1$ şi $\angle af \approx -180^\circ$, adică la $\omega = 0,14$ Grad/s (v. problema P.20.5 şi P.20.6). Aşadar, pentru a îndeplini condiţiile şi a avea un răspuns plat rezonabil, trebuie ca într-un anumit fel să fie aplicată o compensare fie amplificatorului de bază, fie reţelei de reacţie.

Ideea esenţială a compensării, formulată în graficele lui $af(j\omega)$ funcţie de ω, este de a remodela graficele astfel încît $|af|$ să fie apreciabil mai mic decît unitatea acolo unde $\angle af = \pm 180^\circ$. Totuşi, pentru circuite *RLC* simple, amplitudinea şi faza sînt strîns legate, astfel că nu pot fi controlate independent. Pentru a ilustra această problemă, se încearcă să se compenseze amplificatorul din fig. 20.5, *a* prin reducerea deplasării fazei lui $af(j\omega)$ în dreptul frecvenţei critice, $\omega \approx 0,14$ Grad/s, unde faza este −180°. O cale de a realiza această compensare este de a adăuga o mică inductanţă în serie cu R_e, pentru a introduce o deplasare de fază sub un unghi pozitiv, pentru funcţia $f(j\omega)$.

Reamintim din § 19.3.1 că adăugind o inductanţă, f devine :

$$f(j\omega) = \frac{V_t}{I'_o} = R_e + j\omega L. \tag{20.4}$$

Deci $\underline{/ f(j\omega)}$ crește odată cu frecvența, ajungînd eventual la $+90°$, cum este ilustrat în fig. 20.9 (graficul normalizat al relației 20.4). Această deplasare pozitivă de fază va avea un efect bun asupra diagramelor Bode deoarece acum, cînd se formează $\underline{/ af(j\omega)}$ (prin adăugarea unghiului din fig. 20.9 la fig. 20.6) se poate reduce deplasarea de fază în vecinătatea frecvenței critice

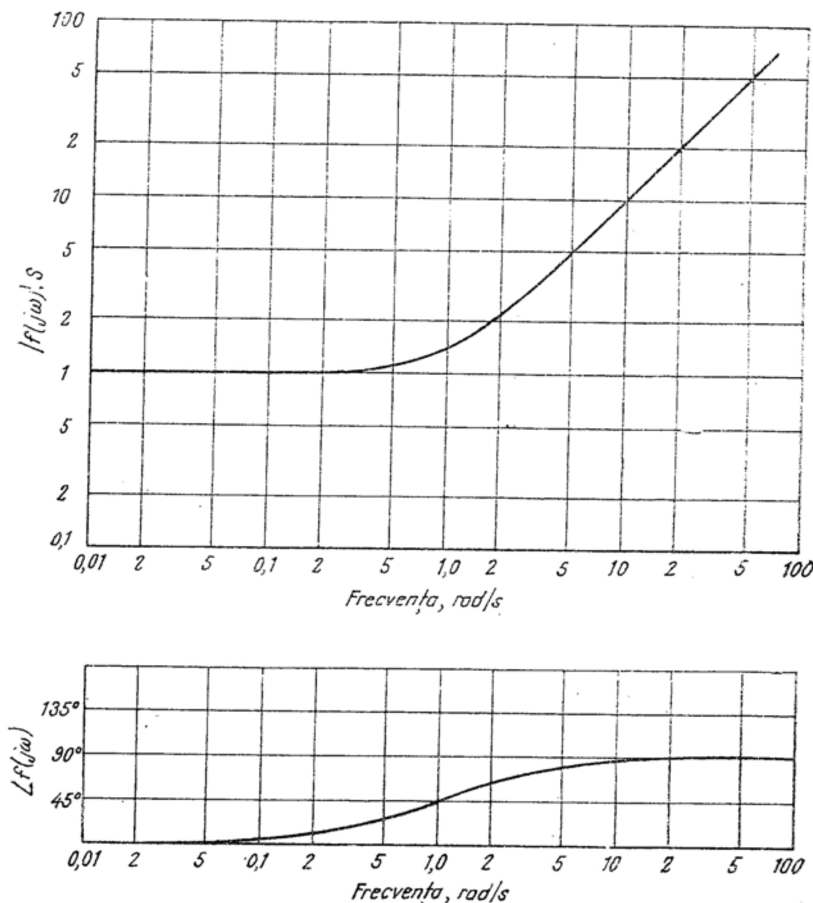


Fig. 20.9. Diagrama normalizată a lui $f(j\omega) = R_e + j\omega L$, presupunînd $R_e = 1\ \Omega$, $L = 1$ H.

$\omega \approx 0{,}14$ grad/s. Totuși, problema nu este chiar atît de simplă. Se observă din fig. 20.9 *că amplitudinea lui $f(j\omega)$ crește și ea cu frecvența* și aceasta este un dezavantaj deosebit. La $\omega = 0{,}14$ amplificarea este, oricum, prea mare; ceea ce este de dorit, este să *se reducă* $af(j\omega)$ în acest domeniu. Deci, compensarea rețelei de acest tip, deoarece nu oferă un control independent al

amplitudinii și fazei, tinde să îmbunătățească faza $\underline{/ af(j\omega)}$, dar înrăutățește $|af(j\omega)|$ și viceversa. Pe această bază putem afirma că o reacție prea mare poate fi la fel de dăunătoare ca una prea mică, astfel încît rețelele de compensare trebuie proiectate cu grijă.

O proprietate a rețelelor RL și RC este forte importantă în proiectarea rețelelor de compensare: după cum se vede din reprezentarea normalizată din fig. 20.9, faza acestui circuit RL

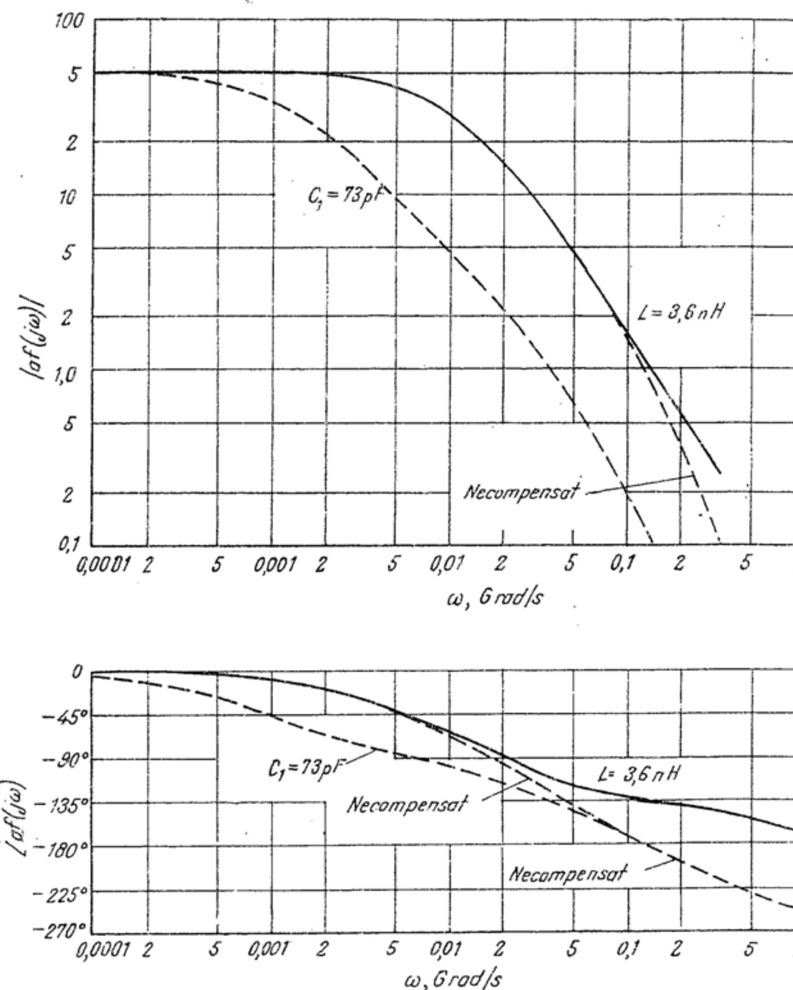


Fig. 20.10. Diagramele Bode pentru două tipuri de compensare. În fiecare caz $f_0 = 0{,}5\ \Omega$.

se modifică cu 45°, pentru o variație a lui ω de la zero la unu în timp ce amplitudinea crește numai de la 1 la 1,41. Se poate profita de acest fapt, alegînd L astfel încît această deplasare de 45° a fazei să apară în dreptul frecvenței $\omega = 0{,}14$ Grad/s, așa încît creșterea nedorită a amplitudinii va fi mică în vecinătatea frecvenței critice. Din relația (20.4) rezultă că :

$$L = \frac{R_g}{\omega} = \frac{0{,}5}{0{,}14 \times 10^9} = 3{,}6 \times 10^{-3}\ \mu\text{H}.$$

Diagrama Bode pentru această valoare a lui L este dată în fig. 20.10 (linia neîntreruptă). Aceasta poate fi extrasă direct din fig. 20.6 și 20.9 prin înmulțirea scării de frecvență în fig. 20.9 (de exemplu translatînd scara logaritmică) prin factorul 0,14 și apoi adunînd amplitudinile logaritmice ale celor două grafice de amplitudine și ale fazelor (se observă că s-a presupus în mod tacit, că răspunsul $a(j\omega)$ al circuitului a nu se schimbă ca urmare a efectului de încărcare inductivă serie la intrare și ieșire). După cum s-a prevăzut mai sus, inductanța a cauzat o creștere minoră în amplitudinea amplificării la frecvența critică, dar a realizat o reducere importantă a deplasării fazei. Concret, compensarea a crescut rezerva de fază de la 6° la 45°.

Cu această rezervă de fază, răspunsul $|A(j\omega)|$ al amplificatorului cu bucla închisă va avea o cocoașă destul de mică, iar pe baza relației (20.3), frecvența superioară la 3 dB va fi ceva mai mare decît 0,14 Grad/s, ceea ce îmbunătățește de 5 ori performanța variantei necompensate. Aceste rezultate sînt în concordanță cu cele din § 19.3.1 (v. problema P 20.7).

20.2.3. Compensarea prin adăugarea unui condensator amplificatorului de bază

A doua metodă de compensare constă în adăugarea unui condensator de valoare mare, amplificatorului de bază, așa cum se indică cu linie punctată în fig. 20.5, *a*. Această modificare va reduce $|af(j\omega)|$ în jurul frecvenței critice, $\omega = 0{,}14$ Grad/s, fără o creștere nedorită a deplasării fazei.

Să simplificăm problema la extrem, presupunînd în mod arbitrar că af este :

$$af(s) = \frac{a_0 f_0}{(s+1)(s+1)(s+1)} \qquad (20.5)$$

și să presupunem că adăugarea lui C_1 schimbă funcția de transfer la :

$$af(s) = \frac{a_0 f_0}{(s+1)(s+1)(R_T C_1 s+1)}. \qquad (20.6)$$

În mod concret se presupune că adăugarea lui C_1 deplasează un pol în jos în domeniul frecvenței, dar lasă neschimbați ceilalți doi poli ai circuitului a. Diagramele Bode pentru relația 20.5 presupunînd că $a_0 f_0 = 10$, sînt reprezentate de curba cu linie continuă din fig. 20.11. Pentru această valoare a transmisiei pe buclă la frecvențe medii, graficul arată că amplificatorul este instabil (v. problema P.20.8).

Pentru a compensa amplificatorul, se adaugă condensatorul C_1, producînd deci un pol *dominant* la $s_c = -1/R_T C_1$ conform cu relația (20.6). Diagramele Bode pentru două valori posibile ale lui C_1 sînt desenate cu linie întreruptă în fig. 20.11. Pentru $s_c = -0{,}1$, amplificatorul este stabil și are o rezervă de amplificare de 2,5. Pentru $s_c = 0{,}01$, rezerva de amplificare a crescut la valoarea 20.

Alegerea lui C_1 este simplă în acest caz. Se reamintește mai întîi că producerea unui pol dominant prin adăugarea unui condensator mare circuitului a are un dezavantaj important. Ea îngustează banda circuitului a și deci reduce banda în care acționează efectiv desensibilizarea întregului amplificator. Este deci de dorit să se adauge o *capacitate cît mai mică*

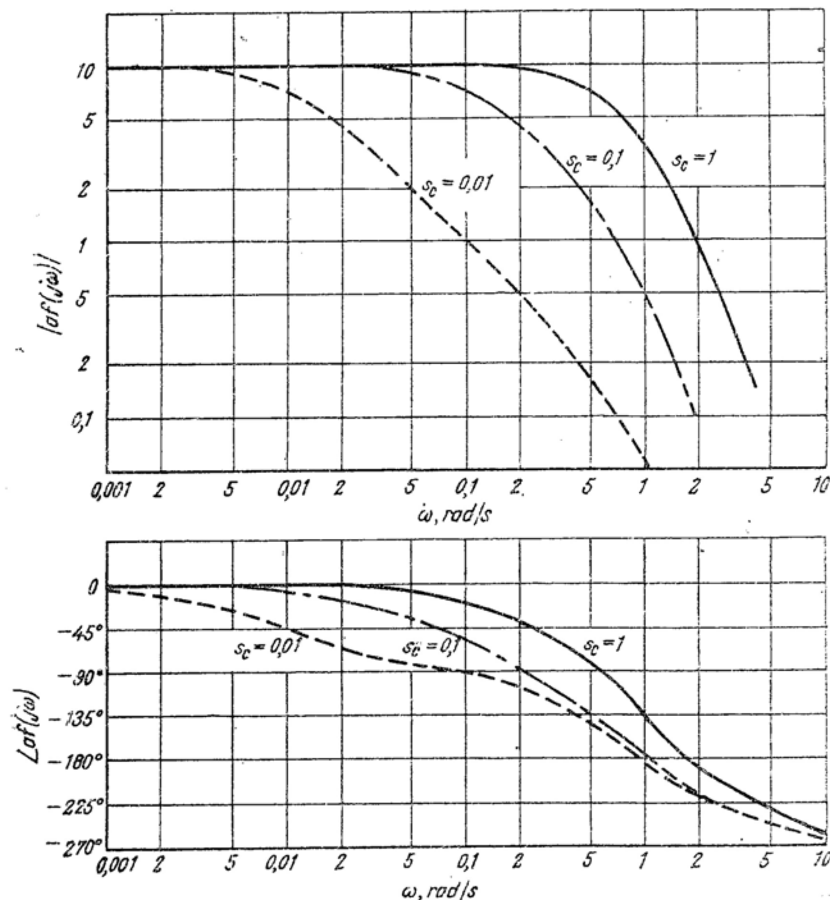


Fig. 20.11. Diagrama Bode pentru relațiile (20.5) și (20.6).

posibil. Apoi se observă că în multe cazuri deplasarea de fază dată de polul dominant, la frecvența critică, este de −90°, deoarece, de obicei este necesar ca polul dominant să fie cu cel puțin un ordin de mărime sub frecvența critică. Presupunem că se impune o rezervă de amplificare de 4. Expresia $af(j\omega)$ compensată va avea o deplasare de fază de −180° la $\omega = 1$: −90° de la polul dominant și −45° de la fiecare din cei doi poli, s_a și s_b. Se vede din diagramele Bode originale (linia continuă în fig. 20.11), că $|af(j\omega)|$ pentru cei doi poli înalți

va fi egală numai cu 5 la $\omega = 1$, astfel încît pentru a realiza o rezervă de amplificare de 4, este necesar să se descrească de 20 de ori amplitudinea pentru $\omega = 1$. Amplitudinea asimptotică a funcţiei cu un singur pol scade liniar cu frecvenţa: aceasta înseamnă că punînd $s_c = -1/20$ sau $R_T C_1 = 20$, vom obţine rezerva de amplificare cerută (v. problema P.20.9).

Revenim la amplificatorul cu reacţie cu tranzistoare (fig. 20.5, *a*). În § 19.2.5 s-a sugerat drept loc adecvat pentru plasarea unui condensator în circuitul *a*, între colectorul şi baza tranzistorului al doilea (fig. 20.5, *a*), deoarece pentru acest amplificator, al doilea tranzistor are constantele de timp în circuit deschis cele mai mari (v. problema P.20.10). De asemenea, se ştie din § 19.2.5, că dacă C_1 este suficient de mare, el produce un pol dominant în expresia lui $a(s)$ de valoare:

$$s_{jos} \approx -\frac{1}{R_T C_1}, \qquad (20.7)$$

unde R_T este rezistenţa în circuit deschis văzută de C_1. Problema care se pune este aceea că ceilalţi cinci poli ai lui $a(s)$ se vor deplasa cu siguranţă, atunci cînd se adaugă C_1, după cum s-a văzut în § 19.2.5. Pentru răspunsul pe axa *j* aceasta înseamnă că diagramele Bode ale lui $af(j\omega)$ se vor modifica într-o manieră mult ma complicată decît aceea produsă de mişcarea unui singur pol. În acest caz este foarte utilă o metodă experimentală bazată pe încercări repetate, în care diagramele Bode oferă prima valoare pentru C_1.

Pentru a ilustra, se va determina o valoare aproximativă a lui C_1, presupunînd că se impune o desensibilizare de 50 ($R_e = 0{,}5\ \Omega$) şi o rezervă de fază de 45°. Condensatorul s-a adăugat etajului care are constantele de timp în circuit deschis cele mai mari, pentru a ne asigura că polul care se deplasează în jos este cel *inferior*, aşa cum s-a explicat în § 19.2.5. Deci, într-o primă aproximaţie, se poate *extrage* efectul polului cel mai mic în $a(j\omega)$ necompensat şi apoi să-l adunăm înapoi într-un domeniu de frecvenţă mult mai joasă. Apoi se va determina localizarea polului cel mai mic prin determinarea frecvenţei de 0,707 din diagrama pentru $af(j\omega)$ necompensat. Din fig. 20.10 (sau fig. 20.7), ω_λ este aproximativ 0,007 Grad/s. Deci se presupune că polul cel mai mic este $s = -0{,}007\ \text{ns}^{-1}$ şi se scade din funcţia $af(j\omega)$, funcţia cu un singur pol,

$$P(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/0{,}007}.$$

Funcţia rezultată $a'f(j\omega)$ este trasată în fig. 20.12 (v. problema P 20.11).

Se observă că în formarea lui $a'f(j\omega)$ se face aproximaţia *total nejustificată* că ceilalţi cinci poli nu se deplasează atunci cînd se adaugă C_1.

Pentru o rezervă de fază de 45°, amplificatorul compensat trebuie să aibă $\angle af(j\omega) = -135°$ cînd $|af(j\omega)|$ este unitar. Conform celor explicate mai sus, ne putem aştepta la o contribuţie de $-90°$, din partea polului dominant. Deci, frecvenţa critică este în acel punct, de pe fig. 20.12, în care faza este $-45°$. Aceasta apare la $\omega = 0{,}037$ grad/s. La această frecvenţă amplitudinea este egală cu 39 (fig. 20.12) astfel că C_1 trebuie astfel ales încît polul dominant îl micşorează pe $|af|$ de 39 de ori în acest punct. Deci, polul dominant trebuie să fie:

$$s_{jos} = \frac{-0{,}037}{30} = -0{,}95 \times 10^{-3}\ \text{ns}^{-1}.$$

Pentru acest amplificator, rezistenţa R_T văzută de condensatorul C_1 (fig. 20.5, *a*) rezultă a fi de 14,3 kΩ (v. problema P.16.16). Aşadar, din relaţia (20.7),

$$C_1 = \frac{1}{R_T\,|s_{jos}|} = \frac{1}{14{,}3 \times 0{,}95 \times 10^{-3}} = 73\ \text{pF}.$$

Diagramele Bode pentru $af(j\omega)$ compensat au fost adăugate pe fig. 20.10, pentru a uşura comparaţia între cele două soluţii de compensare. S-a obţinut, într-adevăr, rezerva de fază de 45°, prin adăugarea capacităţii de 73 pF, dar se observă că, procedînd astfel, banda circuitului *a* este micşorată substanţial. Deci, desensibilizarea va fi efectivă într-o bandă mai mică decît în celelalte cazuri de proiectare.

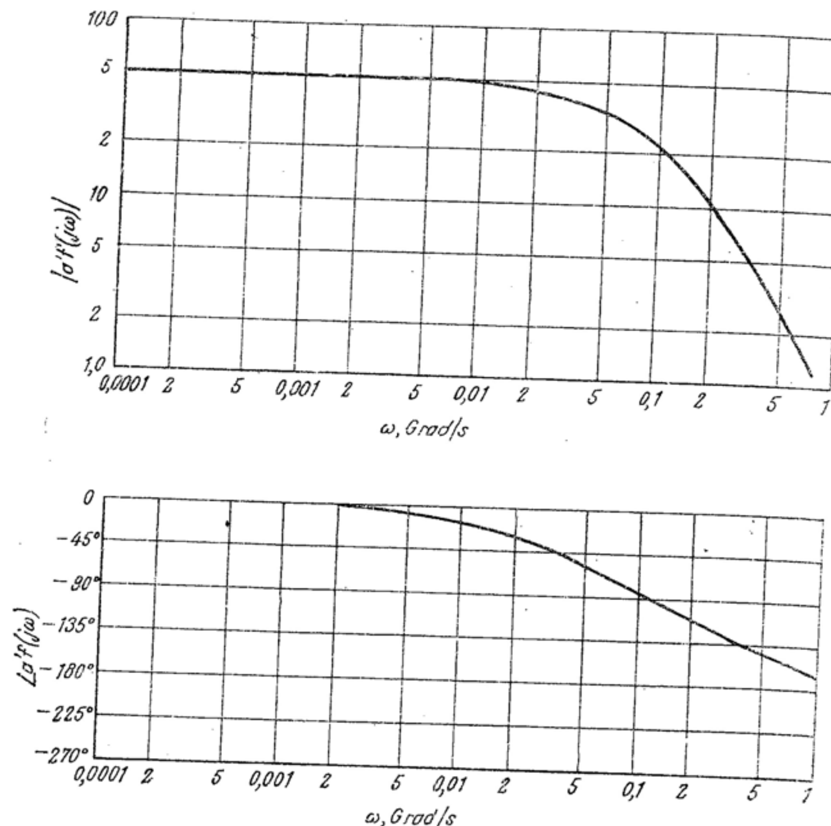


Fig. 20.12. Diagrama Bode aproximativă pentru amplificatorul din fig. 20.5 cu polul inferior deplasat grafic.

Răspunsul amplificatorului cu bucla închisă avînd pe C_1 adăugat, va fi similar aceluia al amplificatorului necompensat cu $R_e = 0{,}065\ \Omega$, după cum se poate verifica prin compararea diagramelor Bode pentru aceste proiectări (fig. 20.10 şi 20.7). În ambele cazuri proiectarea s-a făcut pentru $A_o = 2$ S şi în vecinătatea frecvenţei critice graficele sînt aproape identice, astfel încît ne putem aştepta la răspunsuri pe buclă închisă aproape identice. Totuşi, deoarece $a_o f_o$ este mult mai mare în amplificatorul compensat, se obţine o desensibilizare în andă mai bună, în acest caz.

În tabelul 20.1 sînt date valorile corecte ale parametrilor din cadrul celor trei proiectări. Se observă, în particular, că pentru proiectarea lui C_1 în paralel cu amplificatorul de bază, banda lui $af(j\omega)$ compensat şi banda pentru amplificarea globală cu bucla închisă, $A(j\omega)$, sînt substanţial mai mici decît pentru proiectarea care introduce un zero în reţeaua de reacţie (v. problema P.20.12),

Tabelul 20.1

Comparaţii între cele trei amplificatoare discutate în § 20.2

Proiectul	Desensibilizarea	Frecvenţa limită a lui $A(j\omega)$ (cu bucla închisă)	Frecvenţa limită a lui $af(j\omega)$
Necompensat $R_e = 0{,}065\ \Omega$	6,5	0,058 Grad/s	0,007 Grad/s
Compensat $R_e = 0{,}5\ \Omega$, $L = 3{,}6$ nH	50	0,3	0,007
$R_e = 0{,}5\ \Omega$, $C_1 = 73$ pF	50	0,058	0,00095

20.3. INSTABILITATEA LA FRECVENŢE JOASE

Ca un ultim exemplu asupra calculelor stabilităţii, se va examina problema instabilităţii la joasă frecvenţă într-un amplificator cu reacţie simplu cu trei etaje cu cuplaj RC (fig.20.13) (trebuie recunoscut faptul că circuitul cu cuplaj direct din fig.19.16 este preferabil acestui circuit în multe privinţe). Acest circuit simplu are trei poli de joasă frecvenţă,

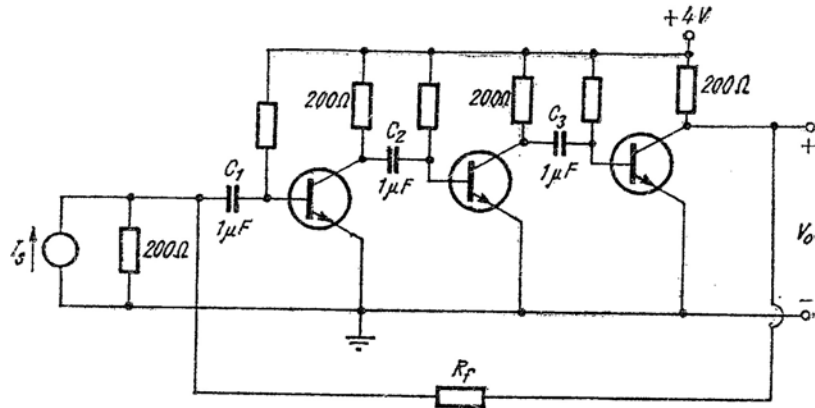


Fig. 20.13. Amplificator cu trei etaje cu cuplaj RC (polarizarea este simplificată la maximum).

fiecare din ei depinzînd de o capacitate. Este deci foarte posibil ca aceşti trei poli să fie coincidenţi, în care caz funcţia de transfer la joasă frecvenţă a, ar putea fi (în microfarazi, kiloohmi, milisecunde):

$$a(s) = \frac{V_o'}{I_s} = \frac{a_o s^3}{(s+1)(s+1)(s+1)} \qquad (20.9)$$

(v. problema P20.13). Amplitudinea şi faza funcţiei de transfer $a(j\omega)$ (măsurate sau calculate), presupunînd $a_o = -1000$ kΩ, este reprezentată în fig. 20.14. Pentru acest tip de reacţie, a_o este întotdeauna negativ; graficul îl arată pe $a(j\omega)$ apropiindu-se de $-180°$ către frecvenţe medii.

Să presupunem că dorim să proiectăm amplificatorul cu reacţie astfel încît să aibă o desensibilizare în bandă de aproximativ 100. Atunci $a_o f_o = 100$, aşa încît:

$$f_o = -\frac{1}{R_f} = \frac{100}{-1000} = -0{,}1 \text{ mS};$$

$$R_f = 10 \text{ k}\Omega.$$

Chiar dacă nu mai interesează problemele stabilităţii la înaltă frecvenţă pentru această valoare a reacţiei, diagramele Bode ale lui $af(j\omega)$ la joasă frecvenţă (fig. 20.15) arată că amplificatorul este complet instabil[1] (v. problema P.20.14).

Deoarece circuitele echivalente la semnal mic la frecvenţă joasă ale amplificatorului cu reacţie sînt atît de simple, comparativ cu circuitele la înaltă frecvenţă, şi deoarece, la joasă frecvenţă avem acces direct la condensatoare, se obişnuieşte ca, în cele mai multe cazuri, compensarea să se facă prin schimbarea capacităţilor, în loc să se introducă noi elemente de compensare. În acest caz se face compensarea prin creşterea a două dintre capacităţi, deci deplasînd doi dintre poli, mai jos în domeniul frecvenţei şi păstrînd al treilea pol $s = -1$ drept pol dominant de joasă frecvenţă. O diagramă Bode, compensată corespunzător, care dă o rezervă de amplificare de 4, a fost adăugată pe fig. 20.15.

[1] Se observă că făcînd abstracţie de semnul plus sau minus al lui a_o şi f_o, sau dacă se analizează circuitul de înaltă frecvenţă sau joasă frecvenţă, $a_o f_o$ trebuie să fie pozitivă pentru o reacţie negativă, pentru frecvenţe din bandă, aşa cum s-a mai definit. Deci, prin definiţie, pentru a avea reacţie negativă $|a_o f_o = 0$.

Procedeul de determinare a capacităților pentru a da acest grafic este identic, în principiu, cu cel discutat în paragrafele precedente și nu va mai fi detaliat aici (v. problema P.20.15).

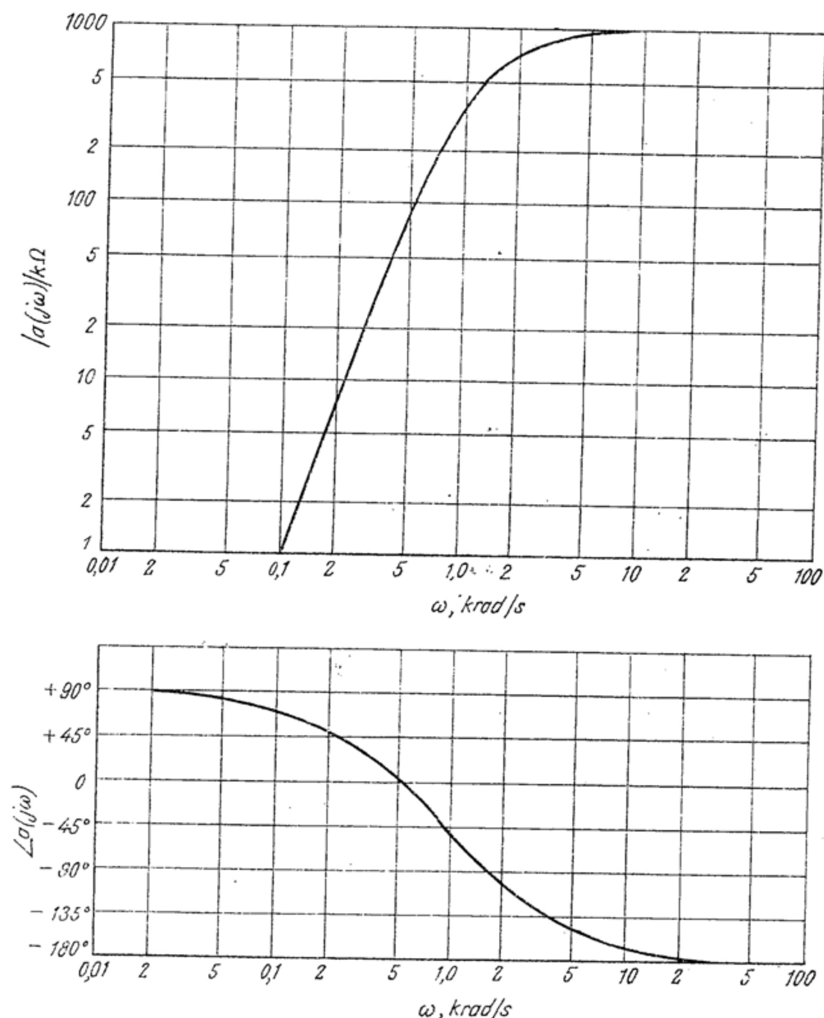


Fig. 20.14. Răspunsul circuitului a la joasă frecvență al amplificatorului din fig. 20.13.

Oricare dintre amplificatoarele cu reacție cu trei etaje cu cuplaj direct, discutate în capitolul acesta și în cele anterioare, prezintă problema stabilității. Elementele de stocare a energiei sînt condensatorul de cuplaj de la intrare, condensatorul de șuntare și rețeaua de reacție (v. de exemplu fig. 19.16) și oricare alt condesator de cuplaj sau de șuntare din circuit. Aceste probleme de stabilitate pot fi întotdeauna rezolvate prin schimbarea anumitor capacități (v. problema P.20.16).

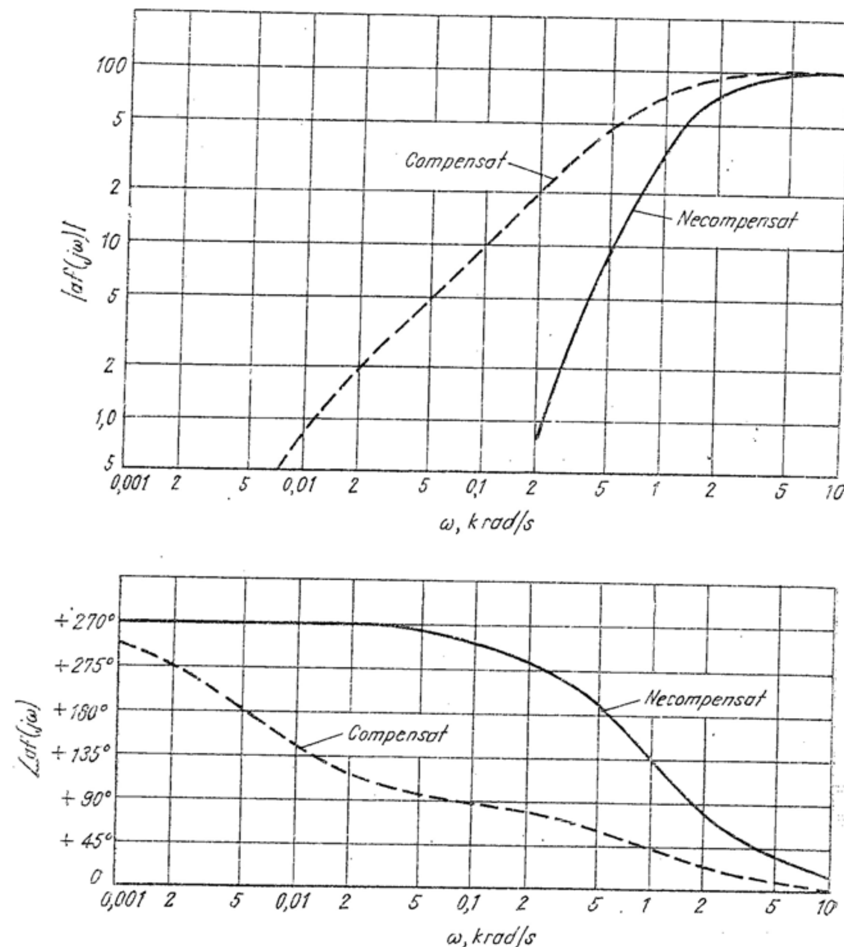


Fig. 20.15. Diagramele Bode pentru amplificatorul in fig. 20.13.

BIBLIOGRAFIE

[20.1]. Thornton, R. D., ş. a. *Multistage transistor circuits*. New York, Wiley, 1965.

PROBLEME

P 20.1. Pentru a ilustra diferenţa dintre fig. 20.1 şi testul Nyquist convenţional, se obişnuieşte să se deseneze log $|a(j\omega)|$ în funcţie de $af(j\omega)$ în coordonate obişnuite, pentu a forma diagrama polară Nyquist, obţinînd valorile din fig. 20.1 şi 20.2. Indicaţi regiunea acestei reprezentări, corespunzătoare semiplanului drept. Este amplificatorul stabil?

P 20.2. Refaceţi proiectarea din § 20.2.1 pentru a determina valoarea transmisiei pe buclă care poate fi utilizată fără a depăşi rezerva de amplificare de 4. Rezolvaţi problema formînd o nouă diagramă Bode din fig. 20.6 (v. pag. 241). Să se spună dacă rezerva de amplificare şi cea de fază controlează efectiv proiectarea.

P 20.3. Să se găsească direct, din 20.6, fără a reprezenta din nou valorile lui f_o şi a_of_o pentru ca amplificatorul din § 20.2.1 să aibă o rezervă de amplificare egală cu 4 (v. pag. 241).

P 20.4. Să se calculeze din fig. 20.6 rezervele de amplificare şi fază ale amplificatorului din fig. 20.5, *a* presupunînd $R_e = 0{,}5\ \Omega$ (v. pag. 243).

P 20.5. Să se reprezinte grafic răspunsul $A(j\omega)$ al amplificatorului cu bucla închisă din fig. 20.5, *a*, presupunînd $R_e = 0{,}5\ \Omega$. Să se rezolve fie redesenînd graficele lui $af(j\omega)$ din fig. 20.7 pe diagramele Nichols (fig. 20.3), fie folosind ecuaţiile (20.1) şi fig. 20.7 (v. pag. 243).

P 20.6. Să se compare răspunsul $A(j\omega)$ pentru amplificatorul din fig. 20.5 cu $R_e = 0{,}5\ \Omega$ (problema P 20.5) cu informaţia cuprinsă în tabelul 19.7 asupra frecvenţelor naturale. Comentaţi. (v. pag. 243).

P 20.7. Utilizaţi datele din fig. 20.10 pentru $af(j\omega)$ cu compensare inductivă (zero de înaltă frecvenţă în *f*) pentru a găsi $A(j\omega)$. Aceasta poate fi făcută prin calculul direct, folosind ecuaţia (20.1), sau cu diagrama Nichols (fig. 20.3). Să se compare aceste rezultate cu informaţia asupra frecvenţelor naturale din § 19.3.1. (v. pag. 245).

P 20.8. Să se reprezinte grafic în coordonatele: unghi de fază, logaritmul amplitudinii, funcţia $af(j\omega)$ din relaţia (20.5) presupunînd $a_of_o = 10$. Comparînd această reprezentare cu fig. 20.1, să se răspundă dacă amplificatorul este stabil. Să se explice (v. pag. 245).

P 20.9. Să se deseneze diagrama Bode pentru ecuaţia (20.6) presupunînd $a_of_o=10$ şi $R_TC_1=20$. Aceasta este echivalent cu a presupune că amplificatorul a fost comparat prin mişcarea unui pol. Să se verifice că amplificatorul are o rezervă de amplificare de 4 (v. pag. 248).

P 20.10. Verificaţi constantele de timp în circuit deschis între bază şi colector pentru cele trei tranzistoare din fig. 20.5, *b*, presupunînd $\beta = 50$, $r_\pi = 250\ \Omega$, $r_x = 25\ \Omega$, $R_S = 1000\ \Omega$, $R_L = 50\ \Omega$ şi $R_e = 0{,}5\ \Omega$. Se neglijează ceilalţi rezistori. Care este cel mai bun loc de plasare al condensatorului de compensare C_1? (v. pag. 248).

P 20.11. Să se mute un pol la $s = -0{,}007\ \text{ns}^{-1}$, pe graficul lui $af(j\omega)$ din fig. 20.10 (necompensat). Să se compare răspunsul obţinut cu fig. 20.12 (v. pag. 249).

P 20.12. Să se calculeze frecvenţa limită sus ω_h pentru transmisia $af(j\omega)$ a amplificatorului compensat cu C_1, fig. 20.5 şi § 20.2.3. De asemenea, să se calculeze frecvenţa limită sus pentru $A(j\omega)$. Se foloseşte fig. 20.10. Verificaţi rezultatele cu tabelul 20.1.

P 20.13. Să se calculeze în formă literală funcţia de transfer la joasă frecvenţă a circuitului *a*, pentru amplificatorul cu reacţie di n fig. 20.13. Unificaţi deci forma euaţiei (20.9) (v. pag. 250).

P .20.14. Care este valoarea maximă a transmisiei pe buclă în bandă, pentru amplificatorul din fig. 20.13 care va produce o rezervă de amplificare de 5 (v. pag. 250).

P 20.15. Determinaţi noi valori pentru cele două capacităţi de cuplaj din fig. 20.13 pentru a îndeplini specificaţia iniţială $a_of_o = 100$, cu o rezervă de fază de 60° (v. pag. 252).

P 20.16. Completaţi proiectarea amplificatorului din § 16.1, fig.16.6, alegînd valori ale capacităţilor de cuplaj, decuplare şi scurtcircuitare astfel încît rezerva de fază la joasă frecvenţă este 60° (v. pag. 253).

P 20.17. Rezolvaţi problema P 20.15 din punct de vedere al locului rădăcinilor, proiectînd astfel încît nici un pol de joasă frecvenţă al lui $A(s)$ nu are Q mai mare decît unitatea.

P 20.18. Rezolvaţi problema P 20.16 din punct de vedere al locului rădăcinilor, proi ectînd astfel încît nici un pol de joasă frecvenţă al lui $A(s)$ nu are Q mai mare deît unitat ea.

P 20.19. Se culeg următoarele date asupra unui amplificator:

f(MHz)	$\|a\|$	$\angle a$
0	1000	0°
0,1	800	45°
0,3	450	−100°
1,0	150	−150°
3,0	15	−200°
10,0	1	−250°

Care este valoarea maximă a reacţiei rezistive f_o care poate fi aplicată amplificatorului a) fără a avea instabilitate şi b) menţinînd un răspuns în frecvenţă „rezonabil"?

P 20.20. Compensaţi amplificatorul din problema P 20.19 cu scopul de a obţine o desensibilizare de 100 menţinînd un răspuns în frecvenţă „acceptabil".

CAPITOLUL 21

FUNCŢIONAREA TRANZISTOARELOR BIPOLARE ÎN AFARA REGIUNII ACTIVE

17 – c. 587

CAPITOLUL 21

FUNCȚIONAREA TRANZISTOARELOR BIPOLARE ÎN AFARA REGIUNII ACTIVE

21.1. **Modele pentru tensiuni arbitrare ale joncțiunilor**
21.1.1. Sarcini stocate în regiunea neutră a bazei
21.1.2. Descompunerea în componente directă și inversă
21.2. **Modelele statice Ebers-Moll**
21.2.1. Modelul Ebers-Moll pentru un tranzistor *pnp*
21.2.2. Modelul Ebers-Moll pentru un tranzistor *npn*
21.2.3. Modelele care depind de curenții terminali
21.3. **Modelele dinamice cu control prin sarcină**
21.3.1. Modelul cu control prin sarcină pentru un tranzistor *pnp*
21.3.2. Relația între parametrii modelului cu control prin sarcină și parametrii Ebers-Moll
21.3.3. Un model *pnp* cu control prin sarcină care include capacitățile regiunilor de sarcină spațială
21.3.4. Relația între modelul cu control prin sarcină și circuitul echivalent π-hibrid
21.3.5. Modelul cu control prin sarcină pentru tranzistor *npn*
21.4. **Regiuni de funcționare**
21.4.1. Funcționarea în regiunea activă
21.4.2. Regiunea de blocare
21.4.3. Regiunea de saturație
21.5. **Aplicații ale modelelor de circuit Ebers-Moll**
21.5.1. Evaluarea parametrilor
21.5.2. Caracteristicile de transfer ale unui amplificator
21.5.3. Caracteristicile statice ale unui comutator cu tranzistor
Bibliografie
Probleme

21

Funcționarea tranzistoarelor bipolare în afara regiunii active

21.1. MODELE PENTRU TENSIUNI ARBITRARE ALE JONCȚIUNILOR

Toate modelele pentru tranzistoare bipolare pe care le-am dezvoltat pînă acum sînt limitate, în sensul că descriu tranzistoare care lucrează ca dispozitive controlate în tensiune în regiunea activă, adică cu emitorul polarizat direct și colectorul polarizat invers. Această limitare se aplică nu numai la modelele de semnal mic din capitolul 11, ci și la modelele de semnal mare dezvoltate în capitolele 7 și 8. În toate cazurile, analiza funcționării fizice interne a dispozitivului s-a bazat pe condițiile explicite ca joncțiunea de colector să fie polarizată invers și joncțiunea de emitor să fie polarizată direct. În unele aplicații ale tranzistoarelor (în particular cele în care tranzistorul este folosit mai degrabă drept comutator, decît ca modulator de putere controlabilă continuu) joncțiunea de colector este polarizată direct cel puțin un interval de timp. Cu toate că funcționarea la semnal mic în această regiune de lucru este mai puțin interesantă practic, totuși relațiile între variabilele terminale totale sînt importante. În legătură cu asemenea situații, trebuie să extindem modelele de semnal total din paragrafele 7.3 și 8.1, astfel încît să permită tensiuni colector-bază și emitor-bază arbitrare. Această extindere este simplă și directă pentru nivele mici de injecție. Analiza se va face pentru o structură *pnp* și apoi se vor extinde rezultatele, astfel ca să includă și tranzistoare *npn*.

21.1.1. Sarcini stocate în regiunea neutră a bazei

În dezvoltarea modelelor de tranzistoare care se aplică pentru tensiuni arbitrare ale joncțiunilor, presupunem că tensiunile joncțiunilor se schimbă suficient de lent, astfel încît distribuția purtătorilor în exces în regiunea neutră a bazei se schimbă ca o succesiune de distribuții statice. Cu alte cuvinte, presupunem că distribuția de purtători în exces se schimbă sufi-

cient de lent, astfel încît dacă s-ar face un film al distribuției variabile de sarcină, fiecare cadru din secvență ar fi identic cu reprezentarea unei distribuții *statice* corespunzătoare. Mai mult, distribuția statică particulară, la care corespunde un anumit cadru din secvență, este cea care ar rezulta dacă tensiunea emitor-bază ar fi staționară la valoarea instantanee care există cînd a fost expus cadrul. Astfel, la evaluarea curenților terminali trebuie să considerăm numai distribuții statice de sarcini în exces.

Această aproximare este aceeași cu cea făcută în paragraful 8.1, unde am dezvoltat un model cu control prin sarcină care era valabil numai în regiunea activă. Așa cum s-a arătat acolo, presupunerea că distribuția dinamică de purtători minoritari în exces este *cuasistatică*, adică se schimbă ca o succesiune de distribuții statice, este valabilă dacă curentul instantaneu de bază este mic comparativ cu curentul instantaneu de emitor sau curentul instantaneu de colector. Această condiție pentru curenți se întîlnește în majoritatea circuitelor de aplicații cu tranzistoare bipolare, pentru că circuitul trebuie de obicei să realizeze o amplificare de curent rezonabilă de la bază la emitor sau colector.

Distribuția cuasistaționară de sarcină în exces în bază este determinată de cele două tensiuni ale joncțiunilor. Concentrația de purtători în exces la marginea fiecărei regiuni de sarcină spațială este legată de tensiunea corespunzătoare a joncțiunii prin relația lui Boltzmann. Astfel, concentrația în exces la marginea dinspre emitor a bazei ($x=0$), într-un tranzistor *pnp* este:

$$p'_{b(0)} = p_{bo}\,(e^{qv_{EB}/kT} - 1) \qquad (21.1\ a)$$

unde p_{bo} reprezintă concentrația de purtători minoritari la echilibru termic în regiunea uniformă a bazei și v_{EB} tensiunea instantanee emitor-bază. Similar, concentrația de purtători în exces la marginea dinspre colector a bazei (la $x = W$) este:

$$p'_b(W) = p_{bo}\,(e^{qv_{CB}/kT} - 1) \qquad (21.1\ b)$$

unde v_{CB} reprezintă tensiunea instantanee colector-bază.

În fig. 21.1. *a* se arată distribuția cuasistatică de purtători în exces în bază care se obține la polarizarea directă a *ambelor* joncțiuni, de emitor și colector. Concentrația pozitivă de purtători în exces la marginea fiecărei regiuni de sarcină spațială reflectă faptul că fiecare joncțiune este polarizată direct. Distribuția este lineară pentru că purtătorii minoritari se deplasează longitudinal în bază numai prin difuzie și pentru că recombinarea în bază este neglijabilă. În concluzie, densitatea de curent de purtători minoritari trebuie să fie aproximativ independentă de poziția în bază; aceasta cere un gradient de concentrație constant, care la rîndul lui implică o distribuție liniară.

Curentul constant longitudinal de difuzie a purtătorilor minoritari, asociat cu distribuția liniară din fig. 21.1*a*, circulă de la colector la emitor, respectiv în direcție opusă cu direcția asociată funcționării în regiunea activă. În termeni de circuit, i_E este negativ și i_C este pozitiv pentru distribuția reprezentată în figură. Acest curent circulă de la colector la emitor

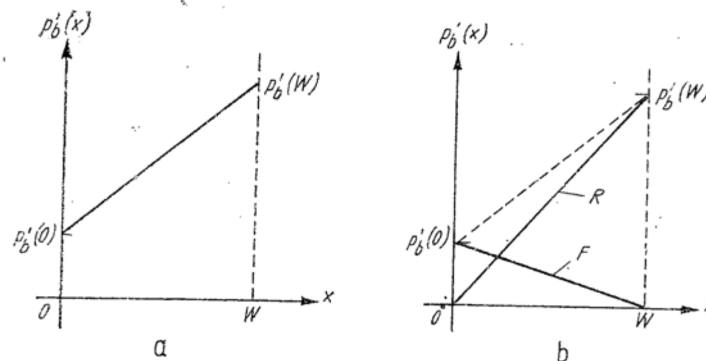


Fig. 21.1. Distribuția de purtători în exces în regiunea bazei, pentru polarizarea directă a ambelor joncțiuni:
a – distribuția totală de purtători în exces; *b* – descompunerea într-o componentă directă și o componentă inversă.

pentru că polarizarea directă a joncțiunii de colector depășește polarizarea directă a joncțiunii de emitor, adică $p'_b(W) > p'_b(0)$. Dacă emitorul ar fi polarizat direct mai mult decît colectorul, distribuția ar scădea către colector și curentul de purtători minoritari ar circula în sens invers.

21.1.2. Descompunerea în componente directă și inversă

Distribuția trapezoidală de purtători în exces în bază, care se obține cînd ambele joncțiuni sînt polarizate direct, poate fi obținută prin superpoziția a două distribuții componente, reprezentate în fig. 21.1 *b* și notate *F* și *R*. Aceste componente se încadrează în următoarele constrîngeri:

1. Fiecare componentă corespunde la un curent longitudinal de difuzie a purtătorilor minoritari, care este independent de poziție.
2. Fiecare componentă este zero la o joncțiune, adică fiecare componentă este *triunghiulară*. În particular, componenta *directă* de purtători în exces (notată *F*) este zero la $x = W$, în timp ce componenta *inversă* (notată *R*) este zero la $x = 0$.

Concentrația la $x = 0$ depinde direct de v_{EB} și concentrația la $x = W$ depinde direct de v_{CB} conform relațiilor (21.1). În concluzie, componenta directă a distribuției de purtători în exces depinde de v_{EB}, *nu* și de v_{CB}.

Similar, componenta inversă depinde de v_{CB}, *nu* și de v_{EB}. Cu toate că fig. 21.1 reprezintă cazul cu polarizare directă a fiecărei joncțiuni, corespondența unu la unu între o componentă și o tensiune a jocțiunii este adevărată pentru *orice* valoare (directă sau inversă) a acelei tensiuni.

Componentele distribuției de purtători în exces reprezentate în fig. 21.1 *b* au evident proprietatea că aria distribuției totale este egală cu suma ariilor distribuțiilor componente și panta distribuției totale este egală cu suma pantelor distribuțiilor componente. Așa cum am văzut în paragrafele 7.3 și 8.1 curenții terminali asociați cu o distribuție particulară de purtători în exces în regiunea bazei sînt linear dependenți de panta și aria acelei distribuții, pentru *ambele* situații, statică și dinamică. În concluzie, fiecare curent terminal care însoțește distribuția totală arătată în fig. 21.1 *a* trebuie să fie suma unei perechi de componente de curent, fiecare fiind asociată cu una din distribuțiile componente din fig. 21.1 *b*. De exemplu, curentul de emitor poate fi considerat suma a două componente de curent. O componentă corespunde componentei *directe* a sarcinii de exces în bază; cealaltă componentă corespunde componentei *inverse* de sarcină. Curenții de colector și bază pot fi similar obținuți din superpoziția unei componente directe cu o componentă inversă.

Determinarea distribuției de purtători și a curenților terminali prin superpoziția a două componente este utilă pentru că fiecare componentă de sarcină depinde numai de o tensiune de joncțiune și pentru că fiecare componentă corespunde la distribuția de sarcină pe care ne-am bazat analiza funcționării în regiunea activă. Această distribuție aproximativă pentru regiunea activă este reprezentată prin curba cu linii întrerupte

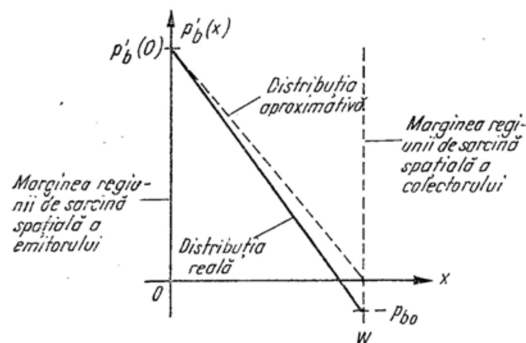


Fig. 21.2. Distribuția de purtători în exces din bază pentru funcționarea în regiunea activă.

din fig. 7.7, pe care am repetat-o aici în fig. 21.2. Această distribuție aproximativă este baza analizei în regiunea activă din capitolele 7 și 8. Comparația între fig. 21.1 *b* și 21.2 arată că distribuția notată cu *F* în fig. 21.1 *b* corespunde la distribuția aproximativă din regiunea activă pe care s-a bazat analiza din capitolul 7, în timp ce distribuția notată *R*

corespunde de asemenea aceleiași distribuții cu excepția schimbării emitorului cu colectorul. *În concluzie, curenții terminali asociați cu fiecare componentă de distribuție pot fi exprimați, fără o analiză suplimentară, simplu, prin analogie cu fucționarea în regiunea activă dezvoltată anterior.* Pentru început exploatăm această analogie pentru a obține un model static și apoi considerăm situațiile dinamice.

21.2. MODELELE STATICE EBERS-MOLL

21.1.2. Modelul Ebers-Moll pentru un tranzistor *pnp*

Vom dezvolta un model de circuit static pentru un tranzistor bipolar *pnp*. Considerăm fiecare curent terminal format din suma unei componente directe cu o componentă inversă. Aceste componente corespund la componentele de distribuții de sarcină reprezentată în fig. 21.1 *b*. Componenta *directă* a curentului de emitor este, prin analogie cu rezultatul din regiunea activă, exprimată prin relația (7.9):

$$I_{EF} = I_{EB}(e^{qV_{EB}/kT} - 1). \tag{21.2 a}$$

Coeficientul I_{ES} este caracteristica curentului de saturație a componentei directe a distribuției de sarcină; el este analog cu coeficientul $(1 + \delta)I_1$ din relația (7.9). Componenta directă a curentului de colector este mai mică decît I_{EF} pentru că o parte din componenta directă a curentului de emitor rezultă din injecția de electroni în emitor și pentru că nu toate golurile injectate în bază reușesc să ajungă la colector. Am folosit simbolul α_F pentru a nota raportul dintre mărimea componentei directe a curentului de colector și mărimea componentei directe a curentului de emitor. Componenta directă a curentului de colector rezultă:

$$I_{CF} = -\alpha_F I_{EF} = -\alpha_F I_{ES}(e^{qV_{EB}/kT} - 1). \tag{21.2 b}$$

Semnul este negativ pentru că direcția de referință a lui I_C este către colector, în timp ce golurile care formează I_{CF} într-un tranzistor *pnp* ies din colector. Componenta directă a curentului de bază, care suportă injecția în emitor și recombinarea unei mici fracțiuni a purtătorilor injectați care dispar în bază, este:

$$I_{BF} = -(I_{EF} + I_{CF})$$

Astfel:

$$I_{BF} = -(1 - \alpha_F)\, I_{ES}\, (e^{qV_{EB}/kT} - 1) \tag{21.2c}$$

Componentele inverse ale curenților terminali sînt determinate de relații similare, cu excepția faptului că rolurile emitorului și colectorului sînt schimbate. Astfel, componentele inverse ale curenților, care sînt asociate cu componenta inversă a distribuției, sînt:

$$I_{ER} = -\alpha_R I_{cs}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \qquad (21.3a)$$

$$I_{CR} = I_{CS}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \qquad (21.3b)$$

$$I_{BR} = -(1 - \alpha_R) I_{cs}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \qquad (21.3c)$$

unde I_{CS} reprezintă caracteristica curentului de saturație a componentei inverse a distribuției de purtători și reprezintă fracțiunea de purtători care ajung de la colector la emitor[1]. Curenții totali sînt obținuți prin superpoziția componentelor de curent independente. Astfel:

$$I_E = I_{EF} + I_{ER} = I_{ES}(e^{qV_{EB}/kT} - 1) - \alpha_R I_{CS}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \qquad (21.4a)$$

$$I_C = I_{CF} + I_{CR} = -\alpha_F I_{ES}(e^{qV_{EB}/kT} - 1) + I_{CS}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \qquad (21.4b)$$

$$I_B = I_{BF} + I_{BR} = -(1 - \alpha_F) I_{ES}(e^{qV_{EB}/kT} - 1) - (1 - \alpha_R) I_{CS}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \qquad (21.4c)$$

Aceste ecuații exprimă curenții terminali ca funcții de tensiunile joncțiunilor pentru valori arbitrare (directă și inversă) ale acelor tensiuni. Aceste ecuații și principiul superpoziției pe care se bazează sînt denumite relațiile *Ebers-Moll*[2].

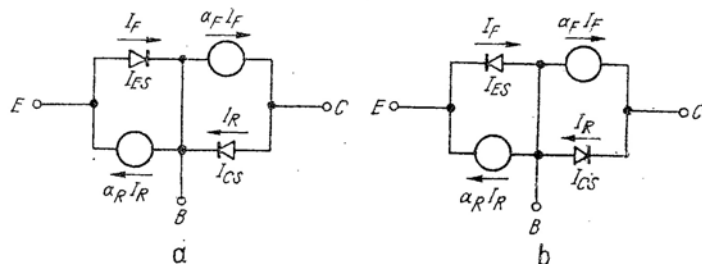


Fig. 21.3. Circuite echivalente statice care se aplică la tensiuni arbitrare ale joncțiunilor. Generatoarele de curent constant depind de curenții din diodele exponențiale:
a – tranzistor *pnp*; *b* – tranzistor *npn*.

[1] În general α_R nu este egal cu α_F și I_{cs} nu este egal cu I_{EF}. În modelul nostru fizic simplu, parametrii direcți și inverși diferă numai datorită concentrațiilor diferite de impurități, coeficienților de difuzie sau lungimilor de difuzie în emitor și coletor. Structurile reale de tranzistoare bipolare nu sînt fizic simetrice față de bază și joncțiunile au arii diferite. În concluzie, relațiile curent-tensiune sînt diferite pentru componentele directă și inversă și aceste diferențe sînt reflectate prin valori inegale pentru α_F și α_R și pentru I_{ES} și I_{CS}.

[2] Ele au fost propuse pentru prima oară de J.J. Ebers și J. L. Moll de la Bell Telephone Laboratoires (S.U.A.).

Ecuațiile Ebers-Moll pot fi modelate cu ajutorul unor circuite echivalente. Unul din aceste circuite echivalente este arătat în fig. 21. 3 *a*. Acest circuit echivalent pentru un tranzistor *pnp*, este o superpoziție fizică a două circuite echivalente pentru regiunea activă dezvoltate în paragraful 7.3 și ilustrate în fig. 7. *8 b*. Corespondența circuitului echivalent cu relația (21.4) poate fi constatată simplu, prin însumarea curenților la fiecare din cele trei terminale.

21.2.2. Modelul Ebers-Moll pentru un tranzistor *npn*

Circuitul echivalent care modelează un tranzistor *npn* este arătat în fig. 21. 3 *b*; el diferă numai prin faptul că diodele exponențiale sînt inversate. Ecuațiile care reprezintă acest circuit echivalent *npn* sînt:

$$I_E = -I_{ES}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) + \alpha_R I_{CS}(e^{-qV_{CB}/kT} - 1) \qquad (21.5\ a)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES}(e^{-qV_{EB}/KT} - 1) - I_{CS}(e^{-qV_{CB}/kT} - 1) \qquad (21.5\ b)$$

$$I_B = (1 - \alpha_F) I_{ES}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) + (1 - \alpha_R) I_{CS}(e^{-qV_{CB}/kT} - 1) \qquad (21.5\ c)$$

Coeficienții α_F, α_R, I_{ES} și I_{CS} sînt, în ambele cazuri, definiți ca să reprezinte cantități pozitive.

Parametrii α_F și α_R care apar în aceste modele, sînt amplificările de curent statice în scurt circuit în regim normal (direct) și inversat, în montajul cu baza comună. Amplificarea directă cu baza comună α_F a fost discutată anterior, amplificarea inversă corespunzătoare α_R are o interpretare similară. Coeficienții I_{ES} și I_{CS} sînt denumiți *curenți de saturație în scurtcircuit* de emitor și colector. Aceste descrieri rezultă din relațiile (21.4) și (21.5), sau din circuitele echivalente din fig. 21.3, care arată că I_{ES} și I_{CS} sînt curenții de saturație ai joncțiunii de emitor și respectiv, de colector, *cînd cealaltă joncțiune este scurtcircuitată*.

21.2.3. Modelele care depind de curenții terminali

Ecuațiile Ebers-Moll furnizează baza pentru alt grup de modele, care diferă prin faptul că generatoarele de curent depind direct de curenții *terminali*, în loc de curenții prin diode sau, echivalent, de tensiunile joncțiunilor. Astfel, ecuațiile (21.4a) și (21.4b), care sînt pentru tranzistoare *pnp*, pot fi scrise în forma următoare:

$$I_C = -\alpha_F I_E + I_{CO}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \qquad (21.6\ a)$$

$$I_E = -\alpha_R I_C + I_{EO}(e^{qV_{EB}/kT} - 1) \qquad (21.6\ b)$$

unde:

$$I_{EO} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{ES} \qquad (21.7\ a)$$

$$I_{CO} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{CS} \qquad (21.7\ b)$$

Această pereche de ecuații poate fi reprezentată prin circuitul echivalent din fig. 21.4 *a* (vezi problema P.21.1).

Coeficienții I_{EO} și I_{CO} sînt denumiți *curenții de saturație în gol* de emitor și respectiv, colector. Așa cum se poate observa din ecuațiile (21.6) sau din fig. 21.4, ei sînt curenții de saturație ai joncțiunilor de emitor și, respectiv de colector, *cînd terminalul opus este în gol.*

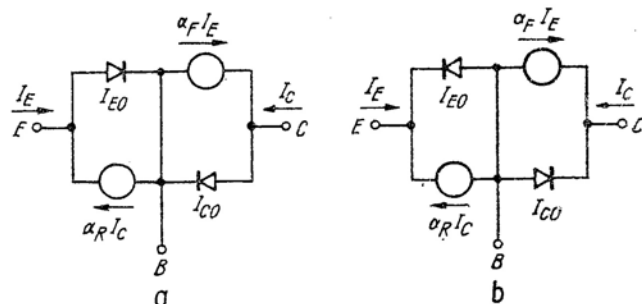


Fig. 21.4. Circuitele echivalente în care generatoarele de curent depind de curenții terminali:

a — tranzistor *pnp*; *b* — tranzistor *npn*.

Circuitele echivalente din fig. 21.4 sînt cu totul asemănătoare cu cele din fig. 21.3. Întrucît sursele de curent din circuitele echivalente din fig. 21.3 sînt dependente direct de curenții diodelor și implicit de tensiunile joncțiunilor, aceste circuite echivalente sînt în general cele mai potrivite la situațiile reale ale circuitelor, unde sau se cunosc tensiunile joncțiunilor, sau pot fi determinate simplu. Pe de altă parte, sursele de curent din circuitele echivalente din fig. 21.4 sînt dependente direct de curenții terminali. Astfel, aceste circuite echivalente sînt potrivite în cazurile cînd se cunosc mai bine curenții terminali decît tensiunile joncțiunilor.

Modelele pe care le-am dezvoltat în acest paragraf sînt caracterizate prin *patru* parametri : α_F, α_R, I_{ES} și I_{CS} (sau I_{EO} și I_{CO}). Totuși, acești parametri nu sînt independenți. Deși nu vom dezvolta aici o demonstrație, se poate arăta că parametrii sînt legați prin[1] :

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} \tag{21.8 a}$$

sau, echivalent, prin :

$$\alpha_F I_{EO} = \alpha_R I_{CO}. \tag{21.8 b}$$

[1] Vezi paragraful 9.1.3 din referința bibliografică 21.1.

Aceste *condiții de reciprocitate* arată că trei, și nu patru, măsurări sînt suficiente pentru a caracteriza relațiile statice *V-I* ale unui tranzistor.

Toate circuitele echivalente arătate în fig. 21.3 și 21.4 conțin diode exponențiale, deci ele păstrează neliniaritatea exponențială care este caracteristica unei jocțiuni *pn* ideal. Aceste diode exponențiale pot fi înlocuite dacă sîntem satisfăcuți de o precizie mai mică, cu diode ideale cu caracteristica linearizată pe porțiuni. Circuitele echivalente care se obțin sînt mai puțin precise, dar mai ușor de aplicat.

21.3. MODELELE DINAMICE CU CONTROL PRIN SARCINĂ

21.3.1. Modelul cu control prin sarcină pentru un tranzistor *pnp*

Principiul superpoziției, discutat în paragraful 21.1.2, poate servi la găsirea modelelor dinamice pentru tranzistoare bipolare, dacă se consideră că sarcina *totală* în exces din bază, asociată cu distribuția din fig. 21.1 *a*, poate fi descompusă în două componente aditive, care sînt asociate, la rîndul lor, cu distribuțiile din fig. 21.1 *b*. Astfel, sarcina totală în exces în bază q_B este :

$$q_B = q_F + q_R \tag{21.9}$$

unde q_F este componenta directă și q_R componenta inversă. Fiecare din aceste componente depinde numai de o tensiune de joncțiune. Astfel, prin analogie cu ecuația (8.8) avem, pentru tranzistoare *pnp* :

$$q_F = q_{FO}\,(e^{qV_{EB}/kT} - 1)\ (pnp) \tag{21.10 a}$$

$$q_R = q_{RO}\,(e^{qV_{CB}/kT} - 1)\ (pnp). \tag{21.10 b}$$

Coeficienții Q_{FO} și Q_{RO} sînt egali ca valoare pentru o structură unidimensională de tranzistor în care joncțiunile au aceeași arie ; ele au valoarea $qAWp_{bo}/2$, așa cum arată relația (8.8). Introducem simboluri separate pentru acești doi coeficienți pentru a permite disimetrii în structura tranzistorului. Se observă că componentele de sarcină q_F și q_R sînt *pozitive* cînd joncțiunile corespunzătoare sînt *polarizate direct*, adică, cînd tensiunile joncțiunilor corespunzătoare sînt *pozitive.*

Componentele directe ale curenților terminali instantanei depind numai de q_F. Componenta directă a curentului de colector, care este proporțională cu *panta* componentei directe a distribuției de purtători în exces din regiunea bazei, este astfel proporțională cu q_F (care este deter-

minată de *aria* distribuţiei). În concluzie, prin analogie cu relaţia (8.6 a), avem :

$$i_{CF} = -\frac{q_F}{\tau_F}. \qquad (21.11\,a)$$

Componenta directă a curentului de bază are două componente. Una este proporţională cu q_f; ea alimentează recombinarea purtătorilor în exces în bază şi suportă injecţia inversă în emitor. A doua componentă este proporţională cu dq_f/dt. Această componentă de sarcină variabilă apare deoarece purtători majoritari în exces trebuie să fie furnizaţi bazei pentru a neutraliza purtătorii minoritari în exces injectaţi. Astfel, prin analogie cu relaţia (8.6 b), avem o relaţie care exprimă conservarea sarcinii în bază :

$$i_{BF} = -\frac{dq_F}{dt} - \frac{q_F}{\tau_{BF}}. \qquad (21.11\,b)$$

Componenta directă a curentului de emitor este determinată prin legea lui Kirchhoff pentru curenţi ca : $-(i_{CF} + i_{BF})$. Astfel, avem :

$$i_{EF} = \frac{dq_E}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{q_F}{\tau_F}. \qquad (21.11\,c)$$

Similar, componentele inverse depind numai de q_R. Aceste componente sînt obţinute simplu prin analogie cu relaţiile (21.11), dar cu rolurile emitorului şi colectorului interschimbate. Astfel :

$$i_{CF} = \frac{dq_R}{dt} + \frac{q_R}{\tau_{BR}} + \frac{q_R}{\tau_R} \qquad (21.12\,a)$$

$$i_{BR} = -\frac{dq_R}{dt} - \frac{q_R}{\tau_{BR}} \qquad (21.12\,b)$$

$$i_{ER} = -\frac{q_R}{\tau_R}, \qquad (21.12\,c)$$

În final, curenţii terminali instantanei totali sînt obţinuţi prin superpoziţie :

$$i_E = i_{EF} + i_{ER} = \frac{dq_F}{dt} + q_F\left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}}\right) - \frac{q_R}{\tau_R} \qquad (pnp) \quad (21.13\,a)$$

$$i_C = i_{CF} + i_{CR} = -\frac{q_F}{\tau_F} + \frac{dq_R}{dt} + q_R\left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}}\right) \qquad (pnp) \quad (21.13\,b)$$

$$i_B = i_{BF} + i_{BR} = -\frac{dq_F}{dt} - \frac{q_F}{\tau_{BF}} - \frac{dq}{dt} - \frac{q_R}{\tau_{BR}} \qquad (pnp) \quad (21.13\,c)$$

21.3.2. Relaţia între parametrii modelului cu control prin sarcină şi parametrii Ebers-Moll

Evident, modelul cu control prin sarcină trebuie să se reducă la modelul Ebers-Moll pentru cazuri statice. Noi putem folosi acest fapt pentru a lega cîţiva din parametrii modelului cu control prin sarcină din relaţiile (21.13), de parametrii Ebers-Moll. Probabil, cel mai simplu mod de a stabili relaţia este de a compara cele două sisteme de ecuaţii în condiţii statice. În aceste condiţii termenul în dq_F/dt din relaţia (21.13 a) este neglijabil şi ecuaţia modelului cu control prin sarcină pentru curentul de emitor se reduce la :

$$i_E = q_F\left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}}\right) - \frac{q_R}{\tau_R}, \qquad (21.14)$$

Această relaţie poate fi exprimată în termeni de tensiuni ale joncţiunilor, folosind relaţiile (21.10), care exprimă q_F şi q_R în termeni de V_{EB} şi V_{CB} respectiv. Rezultatul este :

$$i_E = {}_{QOF}\left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}}\right)(e^{qV_{EB}/kT} - 1) - \frac{Q_{RO}}{\tau_R}(e^{qV_{CB}/kT} - 1). \qquad (21.15)$$

Relaţia Ebers-Moll corespunzătoare este dată de relaţia (21.4 a), care este repetată aici :

$$I_E = I_{ES}(e^{qV_{EB}/kT} - 1) - \alpha_R I_{CS}(e^{qV_{CB}/kT} - 1).$$

Evident, această relaţie este echivalentă cu relaţia (21.15), dacă parametrii de control prin sarcină şi Ebers-Moll sînt legaţi între ei în felul următor :

$$I_{ES} = Q_{FO}\left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}}\right) \qquad (21.16\,a)$$

$$\alpha_R I_{CS} = \frac{Q_{RO}}{\tau_R}. \qquad (21.16\,b)$$

În acelaşi fel, ecuaţia modelului cu control prin sarcină pentru i_C, dată de relaţia (21.13 b) se reduce în condiţii statice la o formă care este echivalentă cu relaţia Ebers-Moll (21.4 b), dacă parametrii au următoarele expresii :

$$I_{CS} = Q_{RO}\left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}}\right) \qquad (21.17\,a)$$

$$\alpha_F I_{ES} = \frac{Q_{FO}}{\tau_F}. \qquad (21.17\,b)$$

Dependența lui α_F (și β_F) de parametrii de control prin sarcină poate fi determinată eliminînd I_{ES} și Q_{FO} între relațiile (21.16 a) și (21.17 b). Rezultatul este :

$$\alpha_F = \frac{\tau_{BF}}{\tau_{BF} + \tau_F} \tag{21.18 a}$$

Astfel, întrucît $\beta_F = \alpha_F/(1 - \alpha_F)$

$$\beta_F = \frac{\tau_{BF}}{\tau_F} \tag{21.18. b}$$

Expresiile corespunzătoare pentru parametrii inverși sînt :

$$\alpha_R = \frac{\tau_{BR}}{\tau_{BR} + \tau_R} \tag{21.18 c}$$

$$\beta_R = \frac{\tau_{BR}}{\tau_R}. \tag{21.18 d}$$

Se observă că relația de reciprocitate (21.8 a) cere :

$$\frac{Q_{FO}}{Q_{RO}} = \frac{\tau_F}{\tau_R}. \tag{21.19}$$

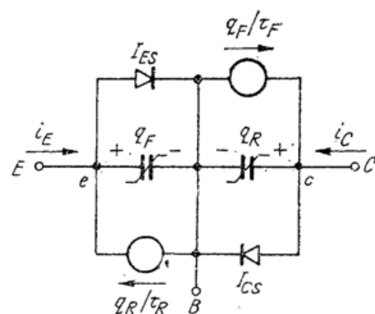


Fig. 21.5. Un circuit echivalent dinamic care este aplicabil pentru tranzistoarele *pnp* cu tensiuni arbitrare ale joncțiunilor.

Această corespondență între modelul cu control prin sarcină și modelul Ebers-Moll face posibilă dezvoltarea unui circuit echivalent sau a unei reprezentări printr-o rețea electrică pentru relațiile modelului cu control prin sarcină, așa cum se arată în fig. 21.5. Acest model de circuit este complet echivalent cu relațiile (21.13). Termenul dq_I/dt din i_E este reprezentat printr-o capacitate neliniară, termenul în q_F este reprezetat printr-o diodă exponențială avînd curentul de saturație I_{ES} și termenul în q_R este reprezentat printr-un generator de curent dependent. Interpretarea regiunii de colector este similară.

21.3.3. Un model *pnp* cu control prin sarcină care include capacitățile regiunilor de sarcină spațială

Circuitul echivalent din fig. 21.5 se justifică pentru componentele curenților terminali necesare pentru a menține și a schimba sarcinile stocate de purtători în exces din regiunea neutră a bazei. Așa cum am văzut deja pentru diode cu joncțiune și pentru tranzistorul din regiunea activă, este de asemenea necesar să se considere și componentele curenților terminali determinați de variația straturilor bipolare de sarcină din regiunile de sarcină spațială ale joncțiunilor. Aceste componente ale curenților terminali pot fi modelate prin adăugarea termenilor în dq_V/dt la ecuațiile de bază ale modelului cu control prin sarcină date de relațiile (21.13)

$$i_E = \frac{dq_E}{dt} + q_F\left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}}\right) - \frac{q_R}{\tau_R} + \frac{dq_{VE}}{dt} \quad (pnp) \tag{21.20 a}$$

$$i_c = -\frac{q_F}{\tau_F} + \frac{dq_R}{dt} + q_R\left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}}\right) + \frac{dq_{VC}}{dt} \quad (pnp) \tag{21.20 b}$$

$$i_B = -\frac{dq_F}{dt} - \frac{q_F}{\tau_{BF}} - \frac{dq_R}{dt} - \frac{q_R}{\tau_{BR}} - \frac{dq_{VE}}{dt} - \frac{dq_{VC}}{dt} \quad (pnp). \tag{21.20 c}$$

Termenul dq_{VE}/dt reprezintă curentul care încarcă stratul bipolar al joncțiunii emitor-bază ; el apare și în expresia curentului de emitor, și în expresia curentului de bază. Termenul. dq_{VC}/dt are aceeași semnificație la joncțiunea colector-bază. Sarcinile stocate q_{VE} și q_{VC} sînt funcții explicite de v și, respectiv, v_{CB}. Această dependență funcțională este dată de relația (4.36), care este repetată aici :

$$q_V = K\,[(\psi_0)^n - (\psi_0 - V)^n] \tag{21.21}$$

unde, pentru o joncțiune abruptă : $n = \frac{1}{2}$, iar pentru o joncțiune gradată liniar : $n = \frac{2}{3}$. Potențialul de contact este notat cu ψ_0 iar K este o constantă care depinde de aria joncțiunii și de detaliile profilului de impurități

(vezi paragraful 4.4.1). Sarcina stocată în regiunea de sarcină spaţială este desigur, legată direct de capacitatea de semnal mic a regiunii de sarcină spaţială; se va vedea în paragaraful 22.5.1. că constanta K poate fi uşor determinată din informaţia asupra acestei capacităţi de semnal mic.

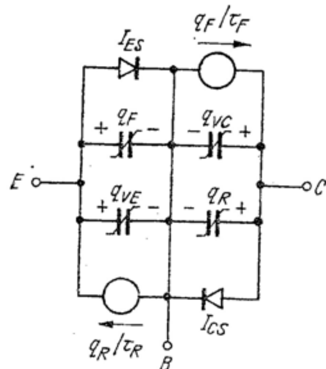


Fig. 21.6. Un circuit echivalent dinamic pentru tranzistoare *pnp*, care ia în consideraţie curenţii de încărcare a capacităţilor regiunilor de barieră.

Aceşti curenţii de încărcare a regiunii de sarcină spaţială pot fi reprezentaţi în circuitele echivalente ale modelelor pentru regimul dinamic, prin adăugarea unor capacităţi neliniare în paralel pe fiecare joncţiune, ca în fig. 21.6.

21.3.4. Relaţia între modelul cu control prin sarcină şi circuitul echivalent π-hibrid

Aşa cum modelul cu control prin sarcină trebuie să se reducă la modelul Ebers-Moll pentru cazul static, tot astfel el trebuie să se reducă la modelul π-hibrid pentru funcţionarea dinamică la semnal mic în regiunea activă. În această regiune colectorul este polarizat invers, astfel încît q_R este fixat şi egal cu $-Q_{RO}$. Astfel dq_R/dt este zero.

Mai mult, se ştie din relaţia (21.19 a) că în această regiune:

$$\frac{q_R}{\tau_R} = -\frac{Q_{RO}}{\tau_R} = -\alpha_R I_{CS}\ .$$

Întrucît I_{CS} este tipic în dimeniul 10^{-8} – 10^{-10}A, termenul q_R din relaţia (21.20 b) va fi de ordinul nanoamperilor şi, astfel, poate fi neglijat comparativ cu ceilalţi curenţi. Pe această bază relaţia (21.20 b) se reduce la:

$$i_C \approx -\frac{q_F}{\tau_F} + \frac{dq_{VC}}{dt} \tag{21.22 a}$$

şi ecuaţia (21.20 c) devine:

$$i_B \approx -\frac{q_F}{\tau_{BF}} - \frac{d}{dt}(q_F + q_{VE} + q_{VC}). \tag{21.22 b}$$

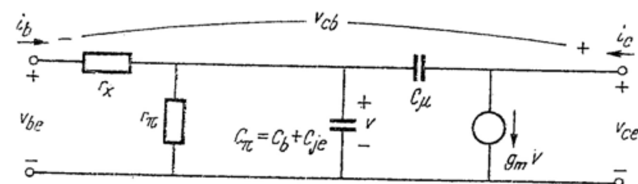


Fig. 21.7. Circuitul echivalent π-hibrid pentru semnal mic.

Ecuaţiile corespunzătoare de semnal mic în domeniul timp, pentru circuitul echivalent π — hibrid (fig. 21.7) sînt, dacă presupunem că $r_x \approx 0$:

$$i_b = g_\pi\, v_{be} + (C_b + C_{je})\frac{dv_{be}}{dt} - C_\mu \frac{dv_{cb}}{dt} \tag{21.23 a}$$

$$i_c = g_m\, v_{be} + C_\mu \frac{dv_{cb}}{dt}. \tag{21.23 b}$$

Dacă notăm cu Q_b sarcina lui C_b şi remintim din capitolul 11 [ecuaţia (11.20 d)] că:

$$C_b = \frac{W^2}{2D_b}\, g_m \tag{21.24}$$

atunci:

$$Q_b = C_b\, v_{be} = \frac{W^2}{2D_b}\, g_m\, v_{be}. \tag{21.25}$$

Substituind $g_m\, v_{be}$ din (21.25) în relaţia (21.23 b), obţinem:

$$i_c = \frac{Q_b}{W^2/2D_b} + C_\mu \frac{dv_{cb}}{dt}. \tag{21.26}$$

Evident ecuația (21.26) este identică cu ecuația (21.22 a) imediat ce se observă că Q_b este componenta la semnal mic a lui $-q_F$ și se liniarizează sarcina stocată în regiunea de sarcină spațială:

$$\frac{dq_{VC}}{dt} = C_{jc}\frac{dv_{CB}}{dt} = C_{\mu}\frac{dv_{CB}}{dt}. \qquad (21.27)$$

Reamintim din capitolul 8 că τ_F este definit ca:

$$\tau_F = \frac{W^2}{2D_b}. \qquad (21.28)$$

Este important de notat că noi *nu* am fost nevoiți să liniarizăm sarcina stocată q_F din modelul cu control prin sarcină, datorită *relației liniare între sarcină și curent în această reprezentare a tranzisorului.*

Operații similare pot stabili faptul că relațiile (21.22 b) și (21.23 a) sînt de asemenea identice (vezi problema P.21.4).

Ecuațiile (21.24) și (21.28) servesc să lege τ_F și ω_T. Dar:

$$\tau_F = \frac{W^2}{2D_b} = \frac{C_b}{g_m}. \qquad (21.29\ a)$$

Reamintim din paragraful 12.2.4 că:

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} - \frac{g_m}{C_b + C_{je} + C_{jc}}. \qquad (21.29\ b)$$

Astfel din ecuația (21.29 a) rezultă:

$$\tau_F = \frac{1}{\omega_T} - \frac{C_{je} + C_{jc}}{g_m}. \qquad (21.29\ c)$$

Dacă ω_T este măsurat pentru un curent de ordinul 1—10 mA astfel încît C_b domină numitorul relației (21.29 b), atunci relația (21.29 c) se reduce la:

$$\tau_F \approx \frac{1}{\omega_T}. \qquad (11.29\ d)$$

21.3.5. Modelul cu control prin sarcină pentru un tranzistor *npn*

Este simplu să modificăm modelele cu control prin sarcină obținute anterior pentru a le aplica la un tranzistor *npn*.

Pentru simplitate, reținem convenția că *sarcinile q_F și q_R sînt pozitive cînd tensiunile corespunzătoare ale joncțiunilor sînt pozitive.* Astfel relațiile (21.10) trebuie înlocuite cu:

$$q_F = Q_{FO}\,(e^{qV_{BE}/KT} - 1) \qquad (npn) \qquad (21.30\ a)$$

$$q_R = Q_{RO}\,(e^{qV_{BC}/KT} - 1) \qquad (npn) \qquad (21.30\ b)$$

Pentru că rolurile golurilor și electronilor se schimbă, curenții terminali dintr-un tranzistor *npn* au toți semn opus față de curenții corespunzători dintr-un tranzistor *pnp*. Astfel ecuațiile *npn* analoge cu ecuațiile (21.13) sînt:

$$i_E = -\frac{dq_F}{dt} - q_F\left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}}\right) + \frac{q_R}{\tau_R} \qquad (npn) \qquad (21.31\ a)$$

$$i_C = \frac{q_F}{\tau_F} - \frac{dq_R}{dt} - q_R\left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}}\right) \qquad (npn) \qquad (21.31\ b)$$

$$i_B = \frac{dq_F}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{dq_R}{dt} + \frac{q_R}{\tau_{BR}} \qquad (npn) \qquad (21.31\ c)$$

Circuitul echivalent corespunzător pentru *npn* este reprezentat în fig. 21.8 *a*. Se observă că diodele exponențiale, sarcinile stocate neliniare și generatorii dependenți sînt toți inversați.

Cînd se consideră și curenții de încărcare a regiunilor de sarcină spațială expresiile curenților terminali devin:

$$i_E = -\frac{dq_F}{dt} - q_F\left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}}\right) + \frac{q_R}{\tau_R} - \frac{dq_{VE}}{dt} \qquad (npn) \qquad (21.32\ a)$$

$$i_C = -\frac{q_F}{\tau_F} - \frac{dq_R}{dt} - q_R\left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}}\right) - \frac{dq_{VC}}{dt} \qquad (npn) \qquad (21.32\ b)$$

$$i_B = \frac{dq_F}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{dq_R}{dt} + \frac{q_R}{\tau_{BR}} + \frac{dq_{VE}}{dt} + \frac{dq_{VC}}{dt} \qquad (npn) \qquad (21.32\ c)$$

Circuitul echivalent corespunzător pentru *npn* este reprezentat în fig. 21.8 *b*.

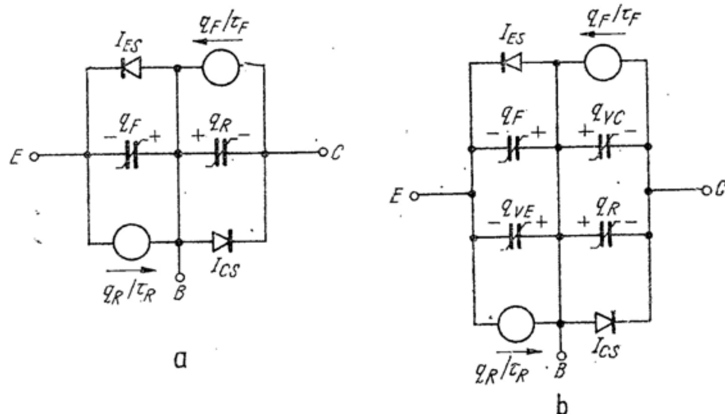


Fig. 21.8. Circuitele echivalente ale modelelor cu control prin sarcină pentru tranzistoare *npn* (aceste circuite echivalente trebuie comparate cu cele din fig. 21.5 şi 21.6):

a — circuitul echivalent de bază; *b* — circuitul echivalent care include capacităţile regiunilor de barieră.

21.4. REGIUNI DE FUNCŢIONARE

Modelele generale dezvoltate în paragraful precedent se aplică şi pentru tensiuni directe, şi pentru tensiuni inverse ale oricărei joncţiuni. Întrucît efectul fizic al unei tensiuni directe este mult diferit de efectul fizic al unei tensiuni inverse, aceste modele generale se reduc la forme simple numai dacă domeniul de variaţie a tensiunilor joncţiunilor este limitat. De aceea, considerăm formele simplificate ale acestor modele, care se aplică, în cîteva domenii sau regiuni de funcţionare, care pot fi definite în termeni de tensiuni ale joncţiunilor directe sau inverse. Întrucît fiecare joncţiune poate avea sau o tensiune directă, sau o tensiune inversă, există patru regiuni de funcţionare:

1. *Regiunea activă directă* (*normală*) corespunde la polarizarea directă a joncţiunii de emitor şi polarizarea inversă a joncţiunii de colector. Este regimul de funcţionare la care se aplică toate analizele de semnal mic din capitolele 7 pînă la 20.

2. *Regiunea activă inversată* corespunde la polarizarea directă a joncţiunii de colector şi polarizarea inversă a joncţiunii de emitor. Este regiunea în care tranzistorul se comportă ca un dispozitiv controlat în tensiune, dar rolurile emitorului şi colectorului sînt inversate.

3. *Regiunea de blocare* corespunde la polarizarea inversă a ambelor joncţiuni.

4. *Regiunea de saturaţie* corespunde la polarizarea directă a ambelor joncţiuni.

21.4.1. Funcţionarea în regiunea activă

Cînd un tranzistor funcţionează în *regiunea activă*, diodele de colector din circuitele echivalente statice din fig. 21.3 şi 21.4 sînt polarizate invers şi pot fi înlocuite cu surse de curent constant care au valori egale cu

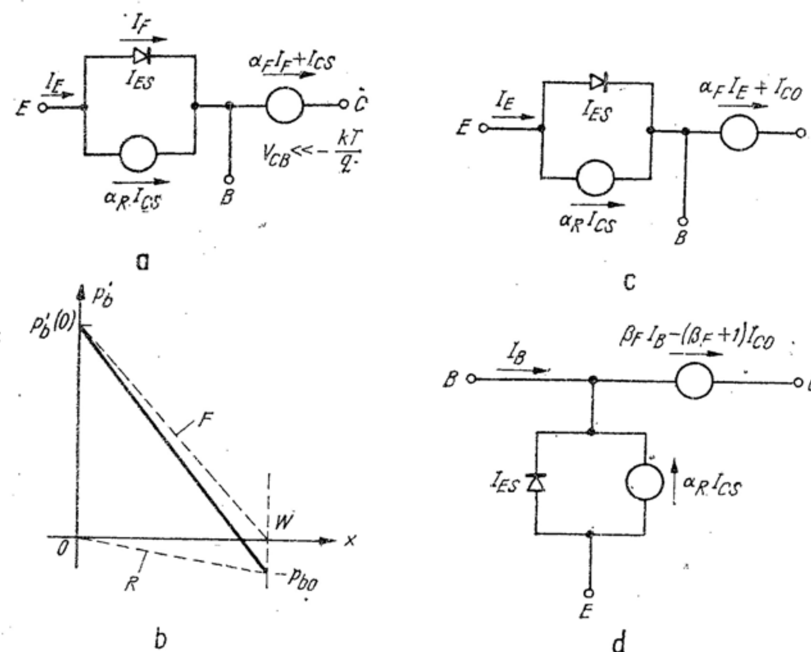


Fig. 21.9. Circuitele echivalente şi distribuţiile de purtători pentru funcţionarea în regiunea activă directă:

a — circuitul echivalent pentru un tranzistor *pnp*; *b* — distribuţia de purtători; *c* — circuitul echivalent pentru un tranzistor *pnp* cu generator dependent controlat prin I_E; *d* — circuitul echivalent pentru un tranzistor *pnp* cu generator dependent controlat prin I_B.

curenţii de saturaţie ai diodelor de colector corespunzătoare. Astfel, circuitul echivalent *pnp* din fig. 21.3 *a* se reduce la circuitul echivalent din fig. 21.9 *a* pentru funcţionarea în regiunea activă normală. În fig. 21.9 *b*

se reprezintă distribuţia corespunzătoare de purtători din regiunea bazei. Acest circuit echivalent trebuie să fie comparat cu circuitul echivalent din fig. 7.9 *a*, care are la bază o analiză în care s-a neglijat de fapt componenta inversă a distribuţiei de purtători. Efectul componentei inverse este de a aduna componenta $-I_{CS}$ la curentul de colector şi componenta $\alpha_R I_{CS}$ la curentul de emitor. Evident, aceste componente au efect neglijabil dacă tranzistorul funcţionează în plină regiune activă, în care caz curentul I_F este mult mai mare decît I_{CS}.

Dacă folosim legea lui Kirchhoff pentru curenţi pentru a exprima I_F din circuitul echivalent din fig. 21.9 *a* funcţie de curentul terminal I_E, rezultă circuitul echivalent din fig. 21.9 *c* (vezi problema P.21.5). Acest circuit echivalent trebuie comparat cu cel din fig. 7.11 *a*, unde s-a postulat că se consideră două generatoare de curent constant pentru o valoare constantă mică a lui q_R.

Desigur, circuitul echivalent static din fig. 21.9 *c* poate fi de asemenea pus într-o formă în care generatorul dependent este controlat de curentul de bază. Avem:

$$I_E = -(I_B + I_C).$$

Astfel:

$$I_C = -(\alpha_F I_E + I_{CO}) = \alpha_F I_B + \alpha_F I_C - I_{CO}$$

sau:

$$I_C = \beta_F I_B - (\beta_F + 1) I_{CO} \qquad (21.33)$$

unde $\beta_F = \alpha_F/(1 - \alpha_F)$. Circuitul echivalent care se obţine, care este reprezentat în Fig. 21.9 *d*, este acelaşi cu cel din fig. 7.11 *b*.

Se pot dezvolta modele similare aproximate pentru regiunea activă, pentru tranzistoare *npn*. Se observă că componentele dependente ale generatorilor de curent din circuitele echivalente din Fig. 21.9 *c* şi *d* nu sînt inversate în formele *npn* ale acestor circuite echivalente, deşi componentele independente au semn opus şi dioda şi celelalte generatoare sînt inversate. Componentele dependente ale generatoarelor de curent de colector rămîn aceleaşi pentru că ele depind de un curent terminal, care are aceeaşi direcţie de referinţă şi pentru tranzistoare *npn*, şi *pnp* (vezi problema P. 21.6).

Circuitul echivalent dinamic din fig. 21.6 poate fi redus pentru aplicarea în regiunea activă cu simplificări similare. Cînd joncţiunea de colector este polarizată invers cu mai mult de cîţiva kT/q, sarcina inversă q_R este fixată la $-Q_{RO}$ şi este virtual zero. Specific, dacă presupunem că $\alpha_R = 0{,}2$, $I_{CS} = 10^{-10}$ A şi $\tau_R = 1$nsec, care sînt valori tipice pentru un tranzistor de siliciu de putere mică, avem:

$$Q_{RO} = \alpha_R I_{CS} \tau_R = 0{,}2 \times 10^{-19} \text{ coulomb}$$

care este mai mică decît sarcina unui singur electron. În concluzie, relaţiile (21.20 b şi c) se reduc la:

$$i_C = -\frac{q_F}{\tau_F} + \frac{dq_{VC}}{dt} \qquad (21.34a)$$

$$i_B = -\frac{q_F}{\tau_{BF}} - \frac{dt}{d}(q_F + q_{VE} + q_{VC}). \qquad (21.34b)$$

Circuitul echivalent corespunzător pentru regiunea activă este dat în fig. 21.10. Acest circuit echivalent, este, desigur, echivalent cu modelul cu control prin sarcină dezvoltat în paragraful 8.1.2. şi reprezentat în fig. 8.5.

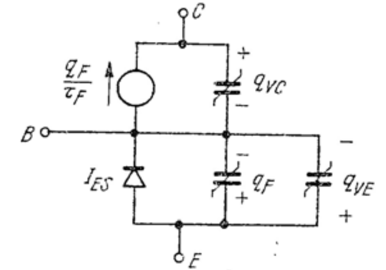


Fig. 21.10. Circuitul echivalent al modelului cu control prin sarcină pentru regiunea activă.

În unele cazuri, la o polarizare directă a diodei de emitor în plus cu numai cîteva zecimi de volt, q_F va fi mult mai mare decît q_{VE}, astfel încît în relaţia (21.34 b) se poate neglija şi termenul următor. Aceste sarcini sînt comparate în fig. 8.7, care este repetată aici ca fig. 21.11.

La majoritatea tranzistoarelor care se fabrică în prezent, este rezonabil să se presupună că în regiunea activă, curentul de colector din relaţia (21.34 a) este determinat în principal de termenul q_F/τ_F, iar termenul dq_{VC}/dt poate fi neglijat, adică:

$$i_C \approx -q_F/\tau_F \qquad (21.35a)$$

Această aproximaţie este analogă cu aproximarea de semnal mic a neglijării încărcării lui C_μ la ieşirea circuitului echivalent π-hibrid, în timp ce se păstrează efectul de încărcare a lui C_μ în circuitul de intrare. Relaţiile (21.34 b) şi (21.35 a) pot fi combinate ca să se obţină:

$$i_B = \frac{i_C}{\beta_F} + \tau_F \frac{di_C}{dt} - \frac{d(q_{VE} + q_{VC})}{dt}. \qquad (21.35\text{ b})$$

Această relaţie se poate folosi pentru a determina $i_C(t)$ pentru un curent specificat de comandă pe bază. Sarcina regiunii de sarcină spaţială a joncţiunii de colector, q_{VC}, este legată de i_C prin parametrii circuitului în care este conectat tranzistorul. În general, această relaţie este neliniară.

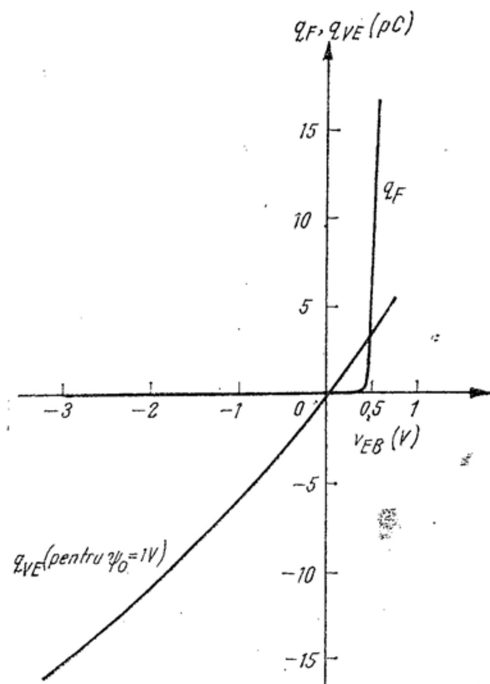


Fig. 21.11. Comparaţie între dependenţa sarcinii din regiunea bazei q_F şi a sarcinii regiunii de sarcină spaţială a emitorului funcţie de tensiunea emitor bază v_{EB}.

Dacă tranzistorul este comandat cu curenţi mari de bază, cea mai mare parte a curentului de bază va fi folosită pentru modificarea sarcinii stocate în timpul tranziţiei şi aproape nici o cantitate de curent nu va fi necesară pentru a menţine recombinarea. În acest caz, relaţiile (21.34) pot fi simplificate ulterior prin neglijarea termenului q_F/τ_{BF} în relaţia (21.34 b).

Întrucît regiunea activă inversată diferă de regiunea activă normală numai prin faptul că emitorul şi colectorul sînt schimbaţi între ei, nu este necesară o discuţie ulterioară a modelelor pentru această regiune.

21.4.2. Regiunea de blocare

Regiunea de blocare de funcţionare a unui tranzistor poate fi modelată foarte simplu pentru că nu există injecţie de purtători minoritari în bază. Astfel, circuitul echivalent static din fig. 21.3 se reduce la forma arătată în fig. 21.12 *a*. În multe cazuri, în particular pentru tranzistoare de siliciu,

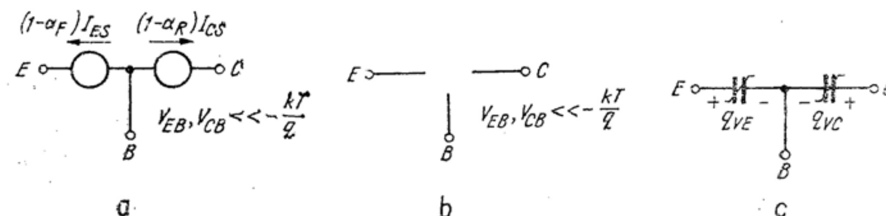


Fig. 21.12. Regiunea de blocare este caracterizată prin curenţi terminali constanţi şi mici şi prin inexistenţa cuplajului între emitor şi colector:

a – circuitul echivalent static pentru un tranzistor *pnp*; *b* – circuitul echivalent aproximat; *c* – circuitul echivalent dinamic pentru regiunea de blocare

curenţii de saturaţie sînt atît de mici încît pot fi complet neglijaţi şi circuitul echivalent poate fi reprezentat ca un circuit în gol, aşa cum se arată în fig. 21.12 *b*. Adică, un tranzistor care lucrează în regiunea de blocare poate fi considerat într-o primă aproximaţie, ca neavînd conexiuni interne între cele trei terminale.

Simplificări similare se fac în modelul cu control prin sarcină, cînd funcţionarea este limitată la regiunea de blocare. Aşa cum s-a observat mai sus, nu există nici o injecţie de purtători minoritari, astfel încît q_F şi q_R trebuie să fie nuli. Aceasta se reprezintă grafic în fig. 21.11, în care se dau sarcina regiunii de sarcină spaţială q_{VE} şi sarcina directă din bază q_F, funcţie de v_{EB}. Pentru v_{EB} mai mic decît cîteva zecimi de volt şi pozitiv, q_F este virtual zero. Evident, q_{VE} este singura sarcină semnificativă asociată cu dioda emitor-bază polarizată invers. Similar pentru dioda de colector, q_R este zero, dar q_{VC} este important. În concluzie tot curentul de bază este folosit pentru a modifica sarcina în regiunile de sarcină spaţială. Astfel, pentru regiunea de blocare, relaţiile (21.20) se simplifică la:

$$i_E = \frac{dq_{VE}}{dt} \qquad (21.36\ a)$$

$$i_C = \frac{dq_{VC}}{dt} \qquad (21.36\ b)$$

$$i_B = -\frac{d}{dt}(q_{VE} + q_{VC}). \qquad (21.36\ c)$$

Circuitul echivalent al regiunii de blocare corespunzător acestor ecuații se reprezintă în fig. 21.12 *c*.

21.4.3. Regiunea de saturație

Regiunea de saturație de funcționare corespunde la polarizarea directă a ambelor joncțiuni. Dacă dorim să păstrăm natura neliniară exponențială a joncțiunilor, nu este posibilă nici o simplificare a circuitelor echivalente statice din fig. 21.3. Totuși, în multe cazuri se pot neglija în întregime tensiunile directe mici ale joncțiunilor și tranzistorul poate fi modelat ca în fig. 21.13, respectiv ca un scurtcircuit între toate cele trei terminale. Această neglijare completă a tensiunilor directe ale joncțiunilor este echivalentă cu înlocuirea diodelor exponențiale cu diode ideale, cu caracteristica liniarizată pe porțiuni.

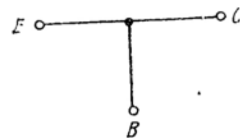


Fig. 21.13. Un circuit echivalent aproximat pentru regiunea de saturație.

Domeniul curenților terminali statici pentru care se aplică circuitul echivalent aproximat al regiunii de saturație din fig. 21.13 poate fi determinat prin inspectarea circuitului echivalent din fig. 21.4 *a*. Ambele diode din circuitul echivalent al unui tranzistor *pnp* vor fi polarizate direct dacă următoarele inegalități sînt satisfăcute *simultan*:

$$\alpha_F I_E > -I_C \qquad (21.37\ a)$$

$$\alpha_R I_C > -I_E. \qquad (21.37\ b)$$

Dacă folosim legea lui Kirchhoff pentru curenți $(I_B + I_E + I_C = 0)$ pentru a introduce I_B, aceste inegalități devin:

$$\alpha_F I_E > I_E + I_B \qquad (21.38\ a)$$

$$\alpha_R I_C > I_C + I_B \qquad (21.38\ b)$$

sau, echivalent:

$$-I_B > (1-\alpha_F) I_E \qquad (21.39\ a)$$

$$-I_B > (1-\alpha_R) I_C \qquad (21.39\ b)$$

Acum distingem trei moduri posibile de funcționare a unui tranzistor în regiunea de saturație. În primul mod de funcționare emitorul este polarizat direct mai mult decît colectorul, astfel încît curentul intră în regiunea bazei prin joncțiunea emitorului și iese prin joncțiunea colectorului. În acest mod de funcționare, care este de obicei denumit *regiune de saturație directă*, I_E este pozitiv și I_C este negativ. Astfel, distribuția de purtători în exces din bază are forma din fig. 21.14 *a*; gradientul distribuției este astfel încît purtătorii minoritari difuzează din emitor în colector. Pentru a fi satisfăcută inegalitatea din formula (21.39 *a*), I_B trebuie să fie negativ și *mai mare ca* mărime decît $(1-\alpha_F)I_E$. Întrucît I_C este negativ în acest mod de funcționare, inegalitatea din formula (21.39 b) este permanent satisfăcută. Astfel, condiția de curenți care trebuie satisfăcută pentru ca tranzistorul să fie saturat și pentru circuitul echivalent din fig. 21.13, în cazul cînd I_E este *pozitiv* și I_C *negativ*, este:

$$-I_B > (1-\alpha_F) I_E \qquad (21.40\ a)$$

sau, echivalent:

$$-I_B > -\frac{I_C}{\beta_F} \qquad (21.40\ b)$$

unde $\beta_F = \alpha_F/(1-\alpha_F)$.

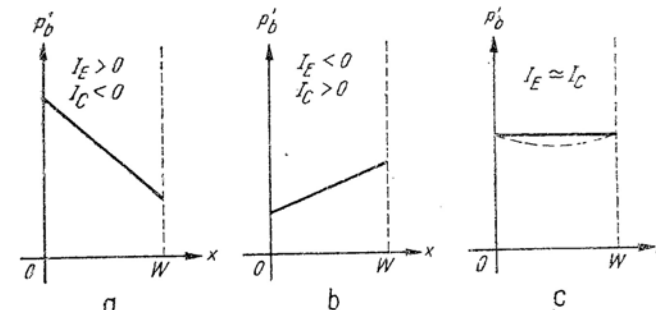


Fig. 21.14. Distribuțiile de purtători în exces pentru funcționarea în regiunea de saturație:
a — saturația directă; *b* — saturația inversă; *c* — $I_E = I_C > 0$

Pentru al doilea mod de funcționare, numit *regiune de saturație inversă*, colectorul este polarizat direct mai mult decît emitorul, astfel încît curentul intră în colector și iese din emitor. În acest mod de funcționare, I_C este pozitiv și I_E este negativ. Distribuția de purtători în exces în bază

este astfel încît purtătorii difuzează de la colector la emitor așa cum se reprezintă în fig. 21.14 *b*. Condiția impusă curenților se poate scrie ca:

$$-I_B > (1 - \alpha_R) I_C \qquad (21.41\ a)$$

sau ca:

$$-I_B > -\frac{I_E}{\beta_R} \qquad (21.41\ b)$$

unde $\beta_R = \alpha_R/(1 - \alpha_R)$. Din nou, I_B trebuie să fie negativ.

A treia și ultima posibilitate pentru un tranzistor *pnp* care lucrează cu tensiuni directe aplicate ambelor joncțiuni este ca să intre curent în bază și în *ambele* joncțiuni. Adică, și I_E, și I_C sînt pozitivi. Această situație se produce dacă joncțiunile sînt polarizate direct cu aproximativ aceeași tensiune. Astfel, I_B trebuie să fie din nou negativ și mai mare cantitativ decît cel mai mare dintre termenii $(1 - \alpha_F) I_E$ și $(1 - \alpha_R) I_C$.

Distribuția de purtători în exces în acest caz are forma reprezentată în fig. 21.14 *c*; nu există nici un gradient în bază. Această distribuție apare ca inconsistentă cu condiția de a avea și I_E, și I_C pozitivi, pentru că am neglijat influența recombinării în bază asupra distribuției de purtători în exces (dar nu asupra curentului de bază). În situația ilustrată în fig. 21.14 *c* nu există circulație de curent de la emitor la colector sau invers; în întregime, și I_E, și I_C sînt folosiți pentru recombinare. În concluzie, neglijarea recombinării este, în acest caz special, nejustificată și conduce la o distribuție inconsistentă. Dacă considerăm recombinarea în evaluarea distribuției de purtători în exces, obținem o distribuție cu o ușoară curbură sus, așa cum arată curba punctată. Astfel pantele în $x = 0$ și $x = W$ au semnul corespunzător pentru a justifica valorile pozitive ale curenților I_E și I_C și astfel, dispare inconsistența aparentă (vezi problema P. 21.7).

Condițiile impuse curenților care trebuie să existe pentru ca un tranzistor *npn* să fie în regiunea de funcționare în saturație, sînt, pentru circuitul echivalent din fig. 21.4 *b*:

$$\alpha_F I_E < -I_C \qquad (21.42\ a)$$

$$\alpha_R I_C < -I_E. \qquad (21.42\ b)$$

Cînd se introduce curentul de bază, inegalitățile devin:

$$I_B > -(1 - \alpha_F) I_E \qquad (21.43\ a)$$

$$I_B > -(1 - \alpha_R) I_C. \qquad (21.43\ b)$$

Aceste inegalități arată că curentul de bază al unui tranzistor *npn* saturat trebuie să fie *pozitiv*, indiferent de polaritățile lui I_E și I_C.

Regimul dinamic al unui tranzistor în saturație este determinat de sarcina în exces din regiunea bazei. În regiunea de saturație și v_{EB}, și v_{CB} sînt aproape constanți, astfel încît variațiile lui q_{VE} și q_{VC} pot fi neglijate. În concluzie, funcționarea unui tranzistor *pnp* din punct de vedere al sarcinii stocate în exces în regiunea bazei în regim de saturație este descrisă de relațiile (21.13); expresiile curenților de bază și colector sînt:

$$i_C = -\frac{q_F}{\tau_F} + \frac{dq_R}{dt} + q_R\left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}}\right) \qquad (21.44\ a)$$

$$i_B = -\frac{d}{dt}(q_F + q_R) - \frac{q_F}{\tau_{BF}} - \frac{q_R}{\tau_{BR}}. \qquad (21.44\ b)$$

Un circuit echivalent corespunzător este reprezentat în fig. 21.5. Ecuațiile (21.44) pot fi rezolvate pentru a obține componentele de sarcină $q_F(t)$ și $q_R(t)$, imediat ce au fost specificați curenții de bază și colector. Soluțiile omogene pentru $q_F(t)$ și $q_R(t)$ în saturație implică două exponențiale, ale căror constante de timp sau frecvențe naturale diferă mult pentru valori tipice ale parametrilor modelului comenzii prin sarcină[1]). Analiza detaliată arată că constanta de timp rapidă reprezintă o redistribuire de sarcină între q_F și q_R, adică „alunecare" de sarcină dintr-o parte a regiunii bazei în cealaltă. Pe de altă parte, constanta de timp lentă reprezintă creșterea sau micșorarea simultană a lui q_F și q_R, adică „umplerea" regiunii de bază cu sarcină furnizată de curentul de bază. Pentru majoritatea cazurilor constanta de timp pentru modul rapid este atît de mică încît se poate presupune că „alunecarea" are loc instantaneu și tranzistorul în saturație poate fi tratat ca un sistem cu o singură constantă de timp, în care regimul dinamic este dominat de modul „umplere".

Întrucît în saturație există un pol dominant, corespunzător modului de funcționare lent sau de „umplere" descris mai sus, trebuie să fie posibil să se aproximeze ecuațiile (21.44) printr-o pereche de ecuații care au o singură sarcină ca variabilă independentă și o singură frecvență naturală. Noi realizăm această simplificare impunînd o relație între q_F și q_R. Mai întîi, exprimăm $q_F(t)$ ca suma a două componente de sarcină:

$$q_F(t) = q_{BO} + q_{FS}(t). \qquad (21.45\ a)$$

Sarcina q_{BO} este sarcina din bază cerută de un tranzistor la saturația incipientă (nici o componentă inversă a sarcinii de bază). Adică:

$$q_{BO} = -\tau_F I_C\ (sat) \qquad (21.45\ b)$$

[1]) Vezi de exemplu paragraful 10.4.2 al referinței bibliografice [21.1].

Sarcina $q_{FS}(t)$ reprezintă partea din q_F în plus față de cea necesară să se aducă tranzistorul la limita de saturație cu un curent de colector $I_C(sat)$.

Funcție de aceste componente ale lui q_F, sarcina totală în exces în bază $q_B(t)$ se poate scrie ca:

$$q_B(t) = q_F(t) + q_R(t) = q_{BO} + q_S(t) \tag{21.45 c}$$

unde:

$$q_S(t) = q_{FS}(t) + q_R(t). \tag{21.45 d}$$

Evident, $q_S(t)$ reprezintă sarcina suplimentară din bază în regiunea de saturație. Descompunerea lui q_B în q_{BO} și q_S este ilustrată în fig. 21.15.

Cînd se folosește relația (21.45 a) pentru a substitui q_F în ecuația modelului cu control prin sarcină pentru curentul de colector [relația 21.44 a)] obținem:

$$I_{C(sat)} = -\frac{q_{BO}}{\tau_F} - \frac{q_{FS}(t)}{\tau_F} + q_R(t)\left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}}\right) + \frac{dq_R}{d_t} \tag{21.46}$$

sau, folosind ecuația de definiție pentru q_{BO} [relația (21.45 b)]:

$$q_{FS}(t)\left(\frac{1}{\tau_F}\right) = q_R(t)\left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}}\right) + \frac{dq_R}{dt}. \tag{21.47}$$

Introducem acum o aproximare care este echivalentă cu neglijarea modului de funcționare rapid sau cu „alunecare". *Presupunem că $q_{FS}(t)$ și $q_R(t)$ sînt legate între ele în condiții dinamice exact în același fel în care sînt legate static.* Cu alte cuvinte, neglijăm termenul dq_R/dt în ecuațiile (21.46) și (21.47). Această constrîngere între $q_{FS}(t)$ și $q_R(t)$ poate fi folosită împreună cu definirea lui $q_S(t)$ astfel ca să exprime ecuația modelului cu control prin sarcină pentru curentul de bază [ecuația (21.44 b)] numai funcție de $q_S(t)$. Rezultatul acestei manevrări algebrice a trei relații liniare este o ecuație diferențială de ordinul întîi (vezi problema P.21.9):

$$i_B(t) = -\frac{q_{BO}}{\tau_{BF}} - \frac{q_S(t)}{\tau_S} - \frac{dq_S(t)}{dt} \tag{21.48}$$

unde τ_S este:

$$\tau_S = \frac{\alpha_F(\tau_F + \alpha_R\tau_R)}{1 - \alpha_F\alpha_R} \tag{21.49 a}$$

sau, în termeni de β_F și β_R:

$$\tau_S = \frac{\tau_{BF}(\beta_R + 1) + \tau_{BR}\beta_F}{\beta_F + \beta_R + 1}. \tag{21.49 b}$$

Din ecuația (21.48) este clar că parametrul modelului cu control prin sarcină în regiunea de saturație τ_S este timpul de viață aparent care caracterizează recombinarea lui q_S; el este o medie ponderată între τ_{BR} și τ_{BF}, în care ponderile reflectă descompunerea lui q_S în q_{FS} și q_{BR}. Ecuația (21.48) arată că τ_S este constanta de timp care determină modul de funcționare cu „umplere".

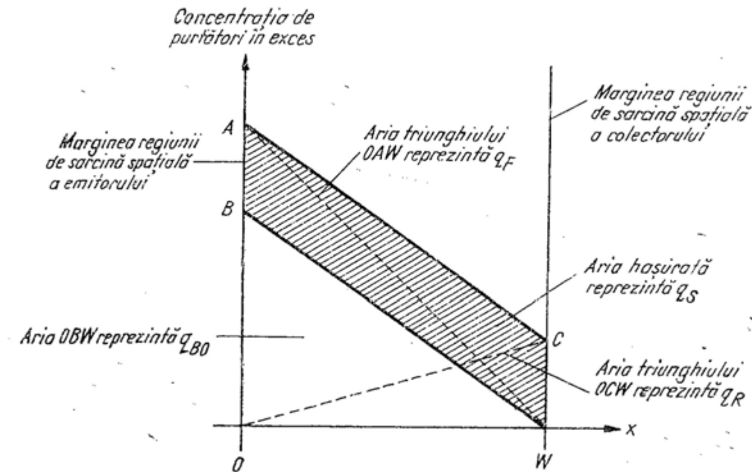


Fig. 21.15. Componentele sarcinii în exces din bază în regiunea de saturație. Deși ariile triunghiulare sînt proporționale cu componentele de sarcină, așa cum s-a arătat, constantele de proporționalitate nu sînt identice.

Primul termen din membrul drept al ecuației (21.48) poate fi exprimat funcție de $I_C(sat)$:

$$-\frac{q_{BO}}{\tau_{BF}} = \frac{\tau_F}{\tau_{BF}} I_C(sat) \tag{21.50 a}$$

sau:

$$-\frac{q_{BO}}{\tau_{BR}} = \frac{I_C(sat)}{\beta_F} = i_{BO}. \tag{21.50 b}$$

Acest termen corespunde curentului de bază i_{BO} cerut de un tranzistor la limita de saturație. În concluzie, o altă formă a ecuației liniare a modelului cu control prin sarcină în regiunea de saturație este:

$$i_B(t) - i_{BO} = -\left(\frac{q_S}{\tau_S} + \frac{dq_S}{dt}\right). \quad (21.51)$$

Sub această formă, ecuația modelului cu control prin sarcină subliniază că curentul *suplimentar* de bază peste cel necesar la limita de saturație este legat direct de sarcina *suplimentară* din bază la saturație prin formula cunoscută a legii conservării sarcinii.

Deși această analiză s-a bazat pe ecuațiile pentru o structură *pnp*, rezultatul ecuației (21.51) se aplică la fel de bine dispozitivelor *pnp*, dacă semnele din membrul drept se schimbă.

21.5. APLICAȚII ALE MODELELOR DE CIRCUIT EBERS-MOLL

21.5.1. Evaluarea parametrilor

Așa cum am văzut în paragraful 21.2, funcționarea statică a unui tranzistor bipolar se poate reprezenta cu ajutorul modelelor Ebers-Moll reprezentate în fig. 21.3 și 21.4. Aceste modele conțin patru parametri sau coeficienți — doi curenți de saturație și două amplificări de curent — din care numai trei sînt independenți. Coeficienții trebuie determinați înainte ca modelele să poată fi folosite în analiza de circuite.

Cheia evaluării acestor parametri stă în măsurarea caracteristicilor terminale $I-V$ în condiții speciale alese corespunzător. De exemplu, dacă un tranzistor lucrează cu joncțiunea de colector scurtcircuitată, adică cu $V_{CB} = 0$, modelele din fig. 21.3 [sau ecuațiile (21.4) și (21.5)] arată că curentul notat cu I_R (sau I_{CR}) este zero. Astfel I_{CS} și α_R nu trebuie să apară în modele și avem:

$$\alpha_F = -\left.\frac{I_C}{I_E}\right|_{V_{CB}=0} \quad (21.52\ a)$$

sau, echivalent:

$$\beta_F = \left.\frac{I_C}{I_B}\right|_{V_{CB}=0}. \quad (21.52\ b)$$

De asemenea:

$$I_E = I_{ES}\left(e^{qV_{EB}/kT} - 1\right)\Big|_{V_{CB}=0}. \quad (21.52\ c)$$

Această ecuație este de fapt caracteristica $I-V$ a diodei cu joncțiune [conform relației (4.20)]. Ea arată că I_{ES} poate fi determinat reprezentînd $\ln I_E$ funcție de qV_{EB}/kT. Pe de altă parte, joncțiunea de emitor poate fi polarizată invers, în care caz $I_{ES} = -I_E$.

Este necesar, totuși, să se facă o observație. Modelul Ebers-Moll se bazează pe o analiză în care curenții terminali provin numai din circulația și recombinarea purtătorilor în exces în regiunile neutre.

Această analiză neglijează curenții asociați cu generarea și recombinarea în regiunile de sarcină spațială ale joncțiunilor. Deși acești curenți de generare-recombinare în regiuni de sarcină spațială sînt neglijabili cînd o joncțiune este polarizată direct, ei sînt adesea dominanți cînd o joncțiune este polarizată invers, în particular în dispozitivele cu siliciu la temperaturi joase. În asemenea cazuri, curentul invers măsurat al joncțiunii va fi substanțial mai mare decît oricare din curenții de saturație prevăzuți în analiza noastră sau valoarea lui I_{ES} măsurată prin folosirea relației (21.52 c) în condiții de polarizare directă. Astfel, este necesar să se facă măsurarea parametrului, corespunzător condițiilor în care va fi folosit modelul. Dacă modelul trebuie folosit în regiunile activă și de saturație, unde joncțiunea de emitor este polarizată direct, I_{ES} trebuie să fie măsurat cu V_{EB} pozitiv. Pe de altă parte, dacă modelul trebuie folosit în regiunea de blocare, unde joncțiunile sînt polarizate invers, I_{ES} trebuie să fie măsurat cu V_{EB} negativ.

Parametrii inverși I_{CS} și α_R pot fi măsurați într-un mod similar cu cel folosit pentru I_{ES} și α_F, schimbînd între ele terminalele de emitor și colector.

Am descris măsurarea curenților de saturație cu cealaltă joncțiune scurtcircuitată. Aceste măsurări furnizează I_{ES} și I_{CS} direct. Circuitele echivalente din fig. 21.4 arată că dacă măsurările se fac cu o joncțiune cu terminalul opus în gol, se obțin I_{EO} și I_{CO}, direct.

În multe cazuri dorim să determinăm valori tipice pentru cei patru parametri Ebers-Moll mai curînd din foile de catalog ale fabricanților, decît direct din măsurări. Din fericire, nu se furnizează de obicei date suficiente, astfel încît trebuie făcută o muncă de deducere judicioasă.

Fiecare foaie de catalog va furniza informații pentru găsirea lui α_F. În majoritatea cazurilor, se dă o valoare pentru cîștigul de curent în c.c. h_{FE} în regiunea activă. Prin definiție,

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

adică, h_{FE} este raportul între curentul total de colector și curentul total de bază. Din modelul din fig. 21.9 *d* vedem că dacă $I_{CO}(\beta_F + 1)$ este mult mai mic decît I_C, așa cum va fi pentru I_C în domeniul mA pentru tranzistoare cu siliciu:

$$h_{FE} \approx \beta_F.$$

Deci :

$$\alpha_F = \frac{h_{FE}}{h_{FE}+1}.$$

În majoritatea cazurilor foile de catalog furnizează informație și despre curentul de saturație de colector. Parametrii specificați de obicei sînt sau I_{CES}, care este echivalent cu I_{CS}, sau I_{CBO}, pe care noi l-am notat I_{CO}. În mod frecvent se dă caracteristica curent invers funcție de tensiunea de polarizare așa cum se arată în fig, 21.16[1]. În această eventualitate, trebuie aleasă sau valoarea la o tensiune mică sau valoarea la o tensiune ridicată, funcție de aplicația intenționată, așa cum s-a discutat mai sus.

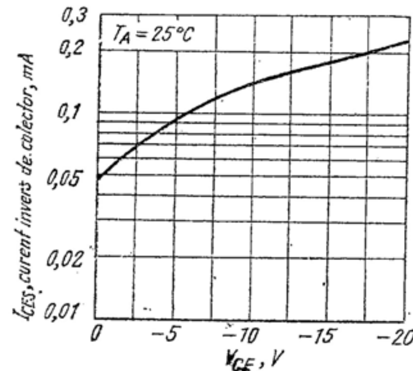


Fig. 21.16. Curentul invers colector — bază funcție de tensiunea de polarizare inversă.

Din păcate, fabricanții furnizează rareori informații care pot fi folosite pentru a determina sau α_R, sau curentul de saturație de emitor. Totuși, se cunoaște că α_R este probabil undeva între 0,5 și 0,9 corespunzător lui β_R între 1 și 10. Astfel, pentru că α_F este totdeauna aproape de unitate, putem estima curentul de saturație de emitor din ecuațiile (21.8) :

$$I_{ES} = \frac{\alpha_R}{\alpha_F} I_{CS} \approx \frac{I_{CS}}{2}$$

sau :

$$I_{EO} \approx \frac{I_{CO}}{2}.$$

[1] Dependența de tensiune a curenților inverși măsurați reflectă faptul că, în particular tranzistoarele cu siliciu, la alte temperaturi decît temperaturile ridicate, curenții sînt dominați de curenții de generare din regiunea de sarcină spațială. Acești curenți sînt proporționali cu volumul de sarcină spațială, care crește cu tensiunea inversă și astfel lățimea regiunii de sarcină spațială crește.

21.5.2. Caracteristicile de transfer ale unui amplificator

În fig. 21.17 se reprezintă curentul unui amplificator cu emitorul comun. Folosim un model de circuit Ebers-Moll pentru a investiga caracteristicile de transfer statice ale acestui amplificator pentru toate valorile tensiunii de intrare v_I, nu numai pentru domeniul limitat de valori în care tranzistorul lucrează în regiunea activă. Folosim circuitul echivalent din fig. 21.4 *b* pentru a reprezenta tranzistorul *npn* și înlocuim diodele exponențiale cu diode ideale cu caracteristici liniarizate pe porțiuni.

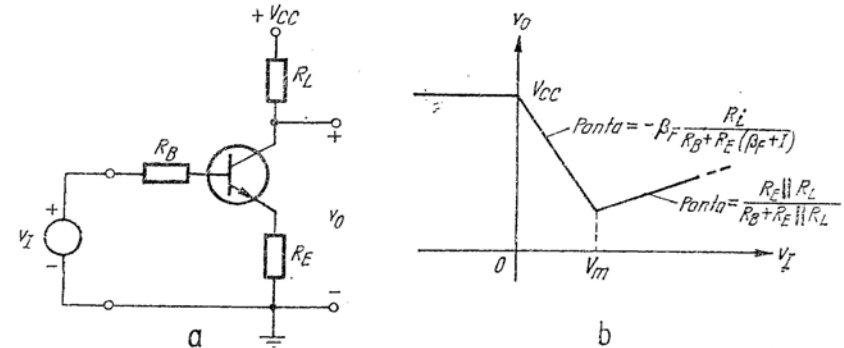


Fig. 21.17. Amplificatorul cu emitorul comun și caracteristica lui statică de transfer: *a* — circuitul; *b* — caracteristica de transfer.

Aceasta este echivalent cu a presupune că diodele exponențiale au valori neglijabil de mici ale curenților de saturație și căderilor de tensiune directă.

Considerăm funcționarea circuitului cînd tensiunea de intrare variază de la valori mari negative la valori mari pozitive. Întrucît curentul de bază al unui tranzistor *npn* care are curenți de saturație neglijabili nu poate fi negativ, tensiunea de la bază la masă nu poate fi mai pozitivă decît v_I. Astfel, cînd v_I este negativă, tensiunea de la bază la masă trebuie să fie negativă, joncțiunea de emitor trebuie să fie polarizată invers și tranzistorul trebuie să fie blocat (polaritatea tensiunii de alimentare din colector este astfel încît să polarizeze invers joncțiunea de colector). În concluzie, cînd v_I este negativ se aplică modelul pentru regiunea de blocare din fig. 21.12 *b*, și circuitul se reduce la cel reprezentat în fig. 21.18 *a*, Terminalul de ieșire este efectiv deconectat de terminalul de intrare și tensiunea de ieșire este :

$$v_O = +V_{CC}. \tag{21.53}$$

Cînd v_I devine pozitiv, joncţiunea de emitor devine polarizată direct şi tranzistorul intră în regiunea activă directă. Astfel, se aplică circuitul echivalent din fig. 21.9 *d* dacă considerăm I_{CS} şi I_{CO} egali cu zero (presupunem că curenţii de saturaţie sînt neglijabil de mici) şi înlocuim dioda

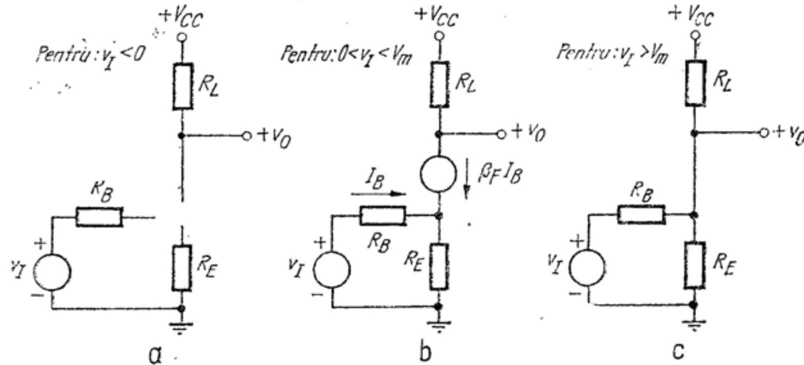


Fig. 21.18. Circuitele echivalente care se aplică în trei regiuni de funcţionare ale circuitului din fig. 21.17;

a — regiunea de blocare; *b* — regiunea activă directă; *c* — regiunea de saturaţie.

de emitor cu un scurtcircuit. În această regiune funcţionarea circuitului se reduce la cea reprezentată în fig. 21.18 *b*. Dacă aplicăm legea lui Kirchhoff pentru tensiuni în buclă de intrare, obţinem:

$$v_I = R_B I_B + R_E(\beta_F + 1)I_B. \qquad (21.54\ a)$$

În bucla de ieşire avem:

$$v_O = V_{CC} - \beta_F R_L I_B. \qquad (21.54\ b)$$

Eliminînd I_B între aceste ecuaţii se obţine:

$$v_O = V_{CC} - \beta_F \frac{R_L}{R_B + R_E\ (\beta_F + 1)}\, v_I. \qquad (21.55)$$

Desigur, acest rezultat se aplică numai atîta timp cît tranzistorul rămîne în regiunea activă directă. Întrucît v_O scade în timp ce v_I creşte şi întrucît tensiunea de la bază la masă creşte, tensiunea colector-emitor cade eventual la zero, joncţiunea de colector îşi schimbă starea şi tranzistorul iese din regiunea activă. La limita de saturaţie avem, întrucît $I_C \approx -I_E$:

$$I_C(R_L + R_E) = V_{CC}. \qquad (21.56\ a)$$

Astfel, valoarea corespunzătoare a curentului de bază chiar la limita de saturaţie este:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{V_{CC}}{\beta_F(R_L + R_E)}. \qquad (21.56\ b)$$

Valoarea tensiunii de intrare V_m la care tranzistorul iese din regiunea activă este:

$$V_m = [R_B + R_E(\beta_F + 1)]\ \frac{V_{CC}}{\beta_F(R_L + R_E)}. \qquad (21.56\ c)$$

Pentru tensiuni de intrare mai mari decît V_m, tranzistorul este saturat şi se aplică circuitul echivalent din fig. 21.13. Astfel, curentul se reduce la cel arătat în fig. 21.18 *c*. Tensiunea de ieşire este, folosind superpoziţia:

$$v_O = \frac{R_E||R_B}{R_L + R_E||R_B}\ V_{CC} + \frac{R_E||R_L}{R_B + R_E||R_L}\ V_I. \qquad (21.57)$$

Am terminat astfel evaluarea caracteristicii de transfer a amplificatorului. Pentru v_I mai mic decît zero, v_O este dat de relaţia (21.53); pentru v_I pozitiv, dar mai mic decît V_m, v_O este dat de relaţia (21.55); pentru v_I mai mare decît V_m, v_O este dat de ecuaţia (21.57). Astfel, caracteristica de transfer este liniarizată pe porţiuni şi are forma reprezentată în fig. 21.17 *b*.

21.5.3. Caracteristicile statice ale unui comutator cu tranzistor

Ca un al doilea exemplu de folosire a modelelor statice bazate pe ecuaţiile Ebers-Moll şi a conceptului de regiuni de funcţionare, considerăm circuitul din fig. 21.19 *a*, în care este folosit un tranzistor *npn* drept comutator, aşa cum se vede la bornele *aa'*.

Pentru a explora funcţionarea detaliată a circuitului, caracterizăm tranzistorul *npn* prin circuitul echivalent reprezentat în fig. 21.19 *b*. Acesta este un model Ebers-Moll în care diodele exponenţiale au fost înlocuite

cu diode ideale liniarizate pe porțiuni. Circuitul echivalent cu liniarizare completă pe porțiuni, care rezultă cînd tranzistorul este înlocuit cu acest model, este reprezentat în fig. 21.19 *c*. Acum evaluăm caracteristica de tip dipol, văzută la bornele *aa'*.

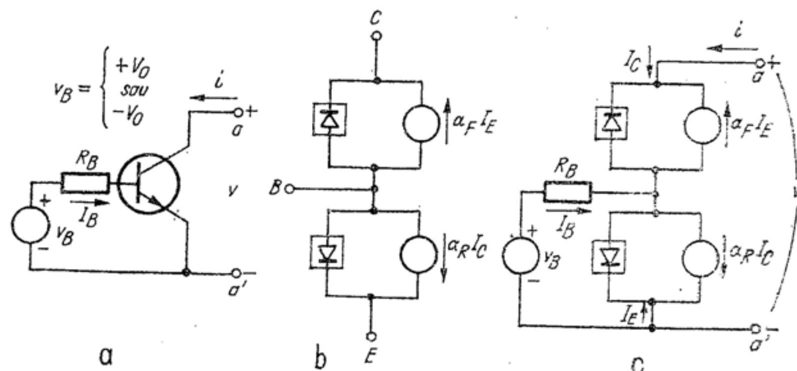


Fig. 21.19. Un comutator cu tranzistor:
a — circuitul; *b* — circuitul echivalent al tranzistorului; *c* — circuitul echivalent liniarizat pe porțiuni.

Sursa de tensiune v_B, care are două valori posibile, controlează starea tranzistorului comutator cu ajutorul curentului de bază. Cînd $v_B = -V_B$, joncțiunea emitor-bază este polarizată invers. Dacă domeniul lui V este limitat corespunzător, joncțiunea de colector este de asemenea polarizată invers și tranzistorul este blocat. În aceste condiții curentul i prin comutator este mic și tranzistorul comutator este considerat *deschis* sau în blocare. Dacă, pe de altă parte, $v_B = +V_O$, joncțiunea emitor-bază este polarizată direct și circulă un curent de bază. Dacă domeniul valorilor lui i este limitat corespunzător tranzistorul este în saturație, tensiunea v pe comutator este mică și comutatorul este considerat *închis* sau în conducție. Astfel starea comutatorului este controlată de v_B. Această configurație este utilă în circuite pentru că puterea cerută pentru a comanda comutatorul (puterea livrată lui R_B și tranzistorului prin v_B) poate fi mult mai mică decît puterea care poate fi controlată la bornele *aa'*.

Considerăm mai întîi cazul cînd $v_B = -V_O$, adică cînd comutatorul trebuie să fie deschis și evaluăm caracteristica $I-V$ la bornele *aa'*. Această polaritate a lui v_B polarizează invers joncțiunea de emitor. Mai mult, joncțiunea de colector va fi polarizată invers ($V_{CB} > 0$) pentru toate valorile lui v din domeniul:

$$v > -V_o$$

Dacă v satisface această inegalitate, tranzistorul este în regiunea de blocare și se aplică circuitul echivalent din fig. 21.12 *b*. Evident, i este zero pentru toate valorile lui v din acest domeniu. În fig. 21.20 *a* se reprezintă porțiunea corespunzătoare a caracteristicii de tip dipol în stare de blocare. Dacă v este mai mic decît $-V_O$, joncțiunea de colector devine polarizată

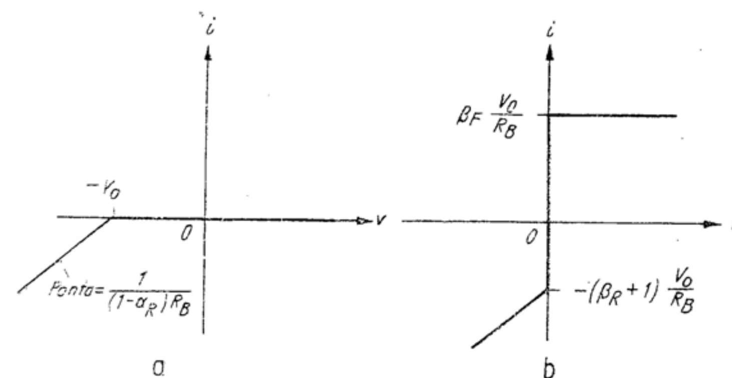


Fig. 21.20. Caracteristica de tip dipol a comutatorului cu tranzistor reprezentat în fig.21.19:
a — $v_B - V_O$, starea de blocare; *b* — $V_B = +V_O$, starea de conducție.

direct și i devine negativ. Căderea de tensiune pe R_B produsă de I_B tinde să crească polarizarea inversă a joncțiunii de emitor, astfel încît tranzistorul este în regiunea activă inversată. Căderea de tensiune pe diodă este zero. Deci:

$$v = -V_O - I_B R_B \tag{21.58 a}$$

și:

$$I_B = -(1-\alpha_R)I_C = -(1-\alpha_R)i. \tag{21.58 b}$$

Dacă I_B este eliminat între aceste ecuații, obținem:

$$v = -V_O + (1-\alpha_R)\ R_B i \tag{21.58 c}$$

Această porțiune a caracteristicii de tip dipol are panta de $1/(1-\alpha_R)R_B$, așa cum s-a indicat în fig. 21.20 *a* [1]. Caracteristica arată că circuitul poate fi modelat ca un comutator deschis dacă $v > -V_o$.

[1]) Punctul de intersecție al segmentelor de dreaptă este punctul de deschidere al joncțiunii de colector.

Cînd $v_B = +V_o$, comutatorul este comandat pentru a fi închis. Curentul de bază este:

$$I_B = \frac{V_O}{R_B} \tag{21.59 a}$$

întrucît v_B se vede direct pe R_B. Tranzistorul va fi în regiunea de funcționare de saturație, unde $v = 0$, dacă i este limitat corespunzător ca domeniu. Cînd i este pozitiv și nu prea mare, tranzistorul *npn* este în saturație directă. În concluzie, limita superioară a lui i este dată de forma *npn* a ecuației (21.40 b), care poate fi scrisă ca:

$$i = I_C < \beta_F I_B$$

sau, folosind ecuația (21.59 a), ca:

$$i = I_C < \beta_F \frac{V_O}{R_B}. \tag{21.59 b}$$

Cînd i este negativ și nu prea mare, tranzistorul este în saturație inversă. Limita inferioară corespunzătoare a lui i este, din ecuația (21.43 b):

$$i = I_C > -\left(\frac{1}{1-\alpha_R}\right) I_B$$

sau, folosind relația (21.59 a) și definiția lui β_R:

$$i = I_C > -(\beta_R + 1)\frac{V_O}{R_B}. \tag{21.59 c}$$

Tranzistorul este saturat între limitele date de relațiile (21.59 b) și (21.59c), unde se aplică circuitul echivalent din fig. 21.13 și v este zero, așa cum se reprezintă în fig. 21.20 *b*.

Dacă încercăm să creștem i peste valoarea determinată de relația (21.59 b), tranzistorul iese din regiunea de saturație și intră în regiunea activă *directă*, adică joncțiunea de colector devine polarizată invers în timp ce joncțiunea de emitor rămîne polarizată direct. Întrucît curentul de bază este fixat prin V_O și R_B, curentul comutatorului i, care este egal cu I_C, rămîne constant în timp ce v crește, așa cum se reprezintă în fig. 21.20 *b*. Dacă începem să reducem i sub valoarea dată de relația (21.59 c), tranzistorul intră în regiunea activă *inversată*, în care joncțiunea de colector este polarizată direct în timp ce joncțiunea de emitor devine polarizată invers. Astfel, se aplică relațiile (21.58) dacă se schimbă semnul lui V_O și caracteristica de tip dipol are din nou o pantă de $1/(1-\alpha_R)R_B$. Caracteristica completă din fig. 21.20 *b* arată că circuitul poate fi modelat ca un comutator închis dacă i este în domeniul:

$$-(\beta_R + 1)\frac{V_O}{R_B} < i < \beta_F \frac{V_O}{R_B}. \tag{21.60}$$

Comutatorul cu tranzistor a cărui funcționare a fost investigată poate fi folosit ca *circuit „chopper"* sau *modulator cu întrerupere* așa cum se arată

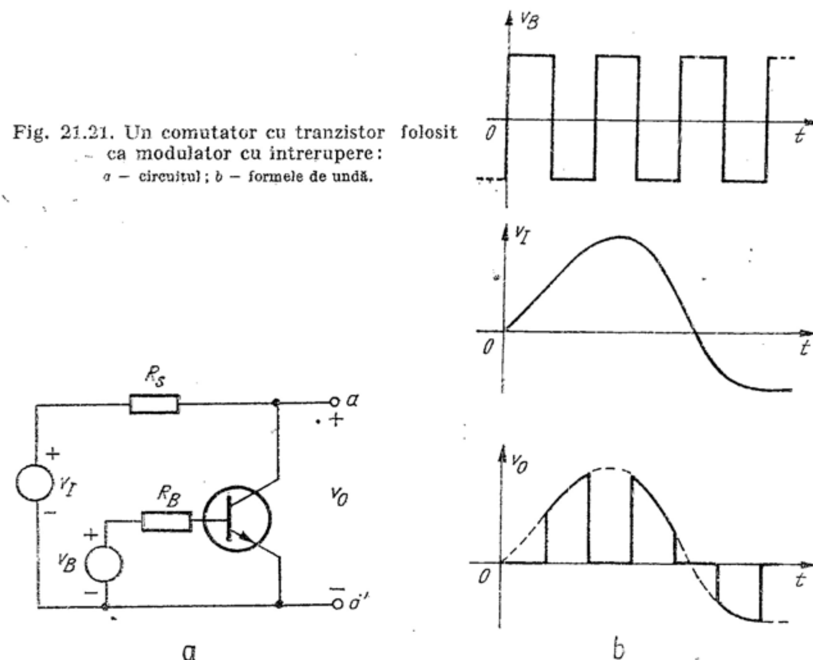


Fig. 21.21. Un comutator cu tranzistor folosit ca modulator cu întrerupere: *a* – circuitul; *b* – formele de undă.

în fig. 21.21*a*. Aici tranzistorul este comandat de o formă de undă dreptunghiulară, astfel încît funcționează în stările de blocare și conducție pe durata unor intervale de timp egale. Tensiunea V_O la bornele *aa'* este aproximativ zero cînd tranzistorul este în conducție și este aproximativ egală cu ten-

siunea de intrare cînd tranzistorul este blocat. Din teoria modulaţiei se ştie că dacă tensiunea de ieşire v_O este filtrată pentru a elimina componenta de joasă frecvenţă proporţională cu V_I, forma de undă rezultată reprezintă modulaţia lui v_B cu v_I.

BIBLIOGRAFIE

[21.1]. P. E. Gray şi alţii, *„Physical Electronics and Circuit Models of Transistors"*, Wiley, New York, 1964.

[21.2.] C. L. Searle şi alţii, *„Elementary Circuit Properties of Transistors"*, Wiley, New York, 1964.

[21.3.] Y. N. Harris şi alţii, *„Digital Transistor Circuits"*, Wiley, New York. 1966.

PROBLEME

P. 21.1. Să se arate că modelul static *pnp* dat de ecuaţiile (21.4) (fig. 21.3 *a*) este echivalent cu modelul dat de ecuaţiile (21.6) (fig. 21.4 *a*) şi verifică ecuaţiile (21.7).

P. 21.2. Să se răspundă la următoarele întrebări desenînd un circuit care arată conexiunile tranzistorului, o baterie şi un ampermetru de c.c. Să se indice polaritatea bateriei şi direcţia de referinţă a curentului. Presupunînd că funcţionarea statică a tranzistorului este corespunzătoare celei descrise de modelul Ebers-Moll.

(a) să se reprezinte un circuit de măsură a lui I_{ES} într-un tranzistor *npn*;

(b) să se reprezinte un circuit de măsură a lui I_{CO} într-un tranzistor *pnp*.

P. 21.3. Să se verifice ecuţiile (21.18) şi ecuaţia (21.19 e).

P. 21.4. Această problemă este legată de echivalenţa formei de semnal mic a ecuaţiei (21.22 b) şi a ecuaţiei curentului de bază pentru circuitul echivalent π-hibrid, dată de relaţia (21.23 a).

(a)Să se arate că ecuaţia (21.23 a) se poate scrie ca:

$$i_b = \left(\frac{g\pi}{gm}\right)\frac{Q_b}{\tau_F} + \frac{\mathrm{d}Q_b}{\mathrm{d}t} + C_{je}\frac{\mathrm{d}v_{be}}{\mathrm{d}t} - C_\mu \frac{\mathrm{d}v_{cb}}{\mathrm{d}t}$$

unde Q_b este sarcina acumulată în C_b datorită lui v_{be}.

(b) Să se liniarizeze ecuaţia (21.22 b) pentru a obţine:

$$i_b = \frac{Q_b}{\tau_{BF}} + \frac{\mathrm{d}Q_b}{\mathrm{d}t} + C_{je}\frac{\mathrm{d}v_{bc}}{\mathrm{d}t} - C_\mu \frac{\mathrm{d}v_{eb}}{\mathrm{d}t}.$$

Se observă că $-Q_b$ este componenta la semnal mic a lui q_F şi că într-un punct de funcţionare particular $\mathrm{d}qv_E/\mathrm{d}t = C_{je}\mathrm{d}v_{eb}/\mathrm{d}t = -C_{je}\,\mathrm{d}v_{be}/\mathrm{d}t$; trebuie acordată o atenţie specială semnelor în această ecuaţie. Întrucît $g_\pi/g_m = \beta^{-1a}$, aceste relaţii la semnal mic sînt echivalente (vezi pagina 274).

P. 21.5. Această problemă se referă la modelele care se aplică în regiunea de funcţionare directă (vezi pagina 299).

(a) Să se scrie expresiile pentru I_E şi I_C care se aplică la circuitul echivalent din fig. 21.9 *a*. Să se arate că aceste expresii sînt echivalente cu ecuaţiile (21.4 a şi b), dacă $V_{CB} << -kT/q$.

(b) Să se arate că circuitul echivalent din fig. 21.9 *c* poate fi dezvoltat din circuitul echivalent din fig. 21.9 *a* folosind legea lui Kirchhoff pentru curenţi pentru a exprima I_F funcţie de I_E şi $\alpha_R I_{CS}$.

(c) Să se scrie expresiile lui I_E şi I_C care sînt implicate de circuitul echivalent din fig. 21.9 *c*. Să se arate că aceste expresii sînt echivalente cu ecuaţiile (21.4 a) şi (21.6), dacă $V << -kT/q$.

(d) Să se arate că circuitul echivalent din fig. 21.9 *d* poate fi dezvoltat din circuitul echivalent din fig. 21.9 *c* folosind legea lui Kirchhofff pentru curenţi pentru a exprima I_E funcţie de I_B şi I_C.

P. 21.6. Să se elaboreze circuitele echivalente pentru tranzistoare *npn* analoage cu formele *pnp* din fig. 21.9 *c* şi *d*. Reamintim că coeficienţii α_F, α_R, I_{ES} şi I_{CS} sînt cantităţi *pozitive* şi în dispozitivele *npn*, şi *pnp*, şi să se acorde o atenţie specială polarităţilor şi direcţiilor de referinţă.

P. 21.7. Această problemă este legată de funcţionarea în regiunea de saturaţie a unui tranzistor *pnp*. Presupunem, pentru simplitate, că $\alpha_F = \alpha_R = \alpha$(astfel $I_{ES} = I_{CS} = I_S$). Presupunem de asemenea că curentul de emitor este fixat la valoarea I pentru toate condiţiile descrise mai jos.

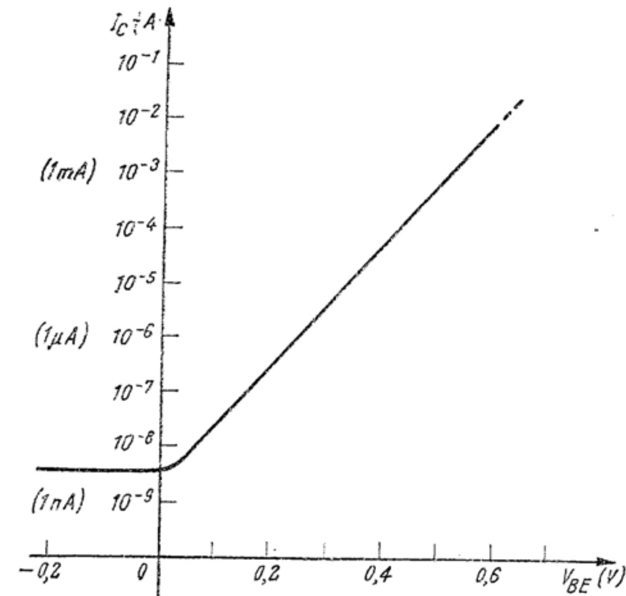


Fig. 21.22. Dependenţa curentului de colector de tensiunea bază-emitor pentru un tranzistor *npn* care lucrează cu colectorul polarizat invers. Se observă că scara ordonatelor este logaritmică.

(a) Considerăm mai întîi cazul în care tranzistorul este la limita de saturaţie, adică $V_{CB}=0$. Să se evalueze curentul de colector I_C, curentul de bază I_B şi tensiunea emitor–bază V_{EB} la limita de saturaţie.

(b) Să se considere apoi cazul în care tranzistorul este forțat adînc în saturație determinînd $I_C = I_E$; distribuția corespunzătoare de purtători în exces în regiunea bazei se arată în fig. 21.14 *c* Să se evalueze curentul de bază I_B și tensiunea emitor — bază V_{EB} în aceste condiții.

(c) Să se compare valoarea sarcinii totale în exces în bază q_B cînd $I_C = I_E$ cu valoarea corespunzătoare la $V_{CB}=0$. Să se compare valorile corespunzătoare ale lui V_{EB}.

(d) Să se explice, în termeni de funcționare fizică internă a tranzistorului, de ce q_B și V_{EB} sînt mult mai mari cînd $I_C = I_E$, decît cînd $V_{CB} = 0$.

P.21.8. Inegalitățile din relațiile (21.40 b) și (21.41 b) se aplică la tranzistoare *pnp*. Să se obțină inegalitățile corespunzătoare pentru tranzistoare *npn*.

P.21.9. Această problemă este legată de analiza dinamică aproximată în regiunea de saturație, dezvoltată în paragraful 21.4.3.

(a) Să se verifice ecuația (21.47).

(b) Să se presupună că $q_{FS}(t)$ și $q_s(t)$ sînt legate în condiții dinamice în același fel în care sînt legate static, adică să se neglijeze termenul dq_R/dt din ecuația (21.47) și să se verifice ecuațiile (21.48) și (21.49).

P.21.10. Se consideră un tranzistor *npn* în care $\beta_F >> 1$ și $\tau_{BF} = 50$ ns.

(a) Să se presupună că tranzistorul este *simetric*, astfel încît $\beta_R = \beta_F$ și $\tau_{BR} = \tau_{BF}$. Care este valoarea lui τ_S, parametrul modelului cu control prin sarcină în regiunea de saturație ?

(b) Situația cea mai frecventă este cea în care β_R este mult mai mic decît β_F. Să se presupună $\beta_R = \beta_F/10$ (dar $\beta_R >> 1$), și $\tau_{BR} = 100$ ns și să se evalueze τ_S.

P.21.11. Dependența curentului de colector I_C de tensiunea emitor-bază V_{EB} este reprezentată în fig. 21.22 pentru un tranzistor *npn*. Trebuie notat că această curbă a fost determinată pentru o tensiune inversă pe joncțiunea de colector, adică $V_{BC} >> kT/q$. Se presupune că acest tranzistor este descris corespunzător de modelul Ebers-Moll [ecuațiile (21.5)].

(a) Ce puteți spune despre dimensiunile relative ale lui I_{ES} și I_{CS} :

(b) Să se evalueze I_{CS}.

(c) Să se determine valoarea lui kT/q pentru care se aplică aceste date (adică, să se determine temperaturile la care s-au făcut măsurările).

(d) Să se evalueze I_{ES}.

CAPITOLUL 22

CIRCUITE NUMERICE CU UN SINGUR ETAJ

CAPITOLUL 22

CIRCUITE NUMERICE CU UN SINGUR ETAJ

22.1. **Cîteva proprietăți de bază ale circuitelor numerice**
22.2. **Proprietățile statice ale unui inversor cu tranzistor**
    22.2.1. Caracteristica de transfer
    22.2.2. Proprietăți logice
    22.2.3. Condiții asupra stărilor statice
22.3. **Tranziții între stări**
    22.3.1. Tranzițiile prin regiunea de blocare
    22.3.2. Tranzițiile prin regiunea activă
    22.3.3. Regiunea de saturație
    22.3.4. Întîrzierea de stocare
    22.3.5. Timpul de cădere
    22.3.6. Revenirea în stare staționară
22.4. **Condensatorul de accelerare**
22.5. **Determinarea parametrilor modelului cu control prin sarcină**
    22.5.1. Determinarea parametrilor prin măsurare directă
    22.5.2. Determinarea parametrilor modelului cu control prin sarcină din foile de catalog
22.6. **Soluția pe calculator a ecuațiilor modelului de control prin sarcină**
    22.6.1. Metoda Runge — Kutta (de ordinul patru)
    22.6.2. Exemplu : Inversorul simplu
22.7. **Demonstrații experimentale de curs**
    22.7.1. Introducere
    22.7.2. Comutarea directă
    22.7.3. Comutarea inversă
    22.7.4. Condensatorul de accelerare

Bibliografie
Probleme

22

Circuite numerice cu un singur etaj

22.1. CÎTEVA PROPRIETĂȚI DE BAZĂ ALE CIRCUITELOR NUMERICE

În majoritatea sistemelor care prelucrează informația sub formă numerică, variabilele electrice care reprezintă informația au două valori posibile. De exemplu, informația poate fi reprezentată printr-o tensiune sau un curent care ia, în cazul ideal, una sau alta din cele două valori discrete; sau, reprezentarea poate fi în termeni de impuls de formă diferită, care este prezent sau absent la un moment specific. Evident, sînt posibile și alte forme de reprezentare sau scriere. Circuitele care sînt folosite în sistemele numerice trebuie să răspundă la semnale care au două valori posibile, sau de natură binară, și trebuie de asemenea să producă semnale de ieșire cuantizate corespunzător. Aceste cerințe sînt în contrast cu cele care se aplică la majoritatea sistemelor care prelucrează informația reprezentată de variabile continui, unde circuitele trebuie să răspundă liniar în domenii dinamice mari ale variabilelor de intrare și de ieșire.

Desigur, variațiile produse de toleranțele componentelor și surselor de alimentare, ca și cele determinate de distorsiuni și zgomot, complică situația. Informația, care este în principiu reprezentată prin nivele discrete de tensiune, trebuie, în practică, să fie reprezentată prin domenii sau benzi de tensiune, așa cum se arată în fig. 22.1. Similar, sistemele în care informația este transmisă prin prezența sau absența unui impuls de formă definită nominal la un moment particular de timp, trebuie să discrimineze între semnalele parazite și impulsurile distorsionate față de forma lor ideală, în momentul sosirii. De obicei, problema principală care se pune proiectantului de circuite logice este să asigure ca circuitele să realizeze funcția logică caracteristică, în condițiile unor domenii mari de dispersie a valorilor celor două variabile binare. Problema principală este de a putea

să distingă între cele două stări. În termeni de reprezentare a nivelelor de tensiune (fig. 22.1), un parametru cheie este lățimea benzii interzise, numită *rezervă de tensiune*. Proiectul de circuite digitale trebuie să se asigure că în nici un caz semnalul de ieșire al circuitului în stare staționară nu se află în banda interzisă. De asemenea, proiectantul trebuie să aleagă

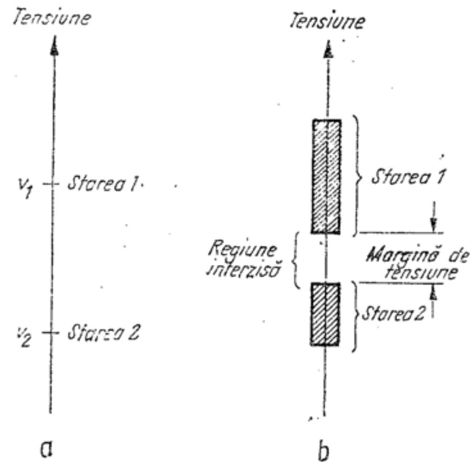


Fig. 22.1 Reprezentarea unei variabile binare cu ajutorul nivelor de tensiune:
a – reprezentarea idealizată; *b* – reprezentarea reală.

o rezervă de tensiune suficient de mare ca circuitul să nu răspundă ambiguu la semnalele de intrare din zonele permise pe ambele părți ale benzii interzise, în prezența derivei sursei de alimentare, a zgomotului și a factorilor similari.

Majoritatea circuitelor folosite în sistemele numerice folosesc sau dispozitive complet neliniare, ca diode, pentru a fixa nivelele variabilelor care reprezintă informația, sau lucrează cu tranzistoare în regim neliniar, pentru stabilirea celor două domenii ale variabilelor de ieșire. În ultimul caz, diodele de emitor și/ sau colector fixează nivelele. Deși este posibil să se proiecteze circuite cu tranzistoare care acceptă și produc semnale binare în timp ce lucrează ca amplificatoare liniare, acest lucru nu se face de obicei în sistemele numerice. Circuitele comandate într-un mod puternic neliniar discriminează mai precis între domeniile de valori ale variabilei de intrare și produc semnale de ieșire care sînt mai puțin sensibile la parametrii tranzistoarelor și ai altor componente, deci mai bine cuantizate. Folosirea unei neliniarități atît de extreme revine la a utiliza *stările de blocare și de conducție* ale unei joncțiuni *pn* pentru a reprezenta informația

binară, ceea ce în realitate este mai degrabă o *reprezentare de stare*, decît o reprezentare în termeni de nivel de tensiune sau curent.

Într-o formă obișnuită de reprezentare a stării în circuitele cu tranzistoare, tranzistorul este blocat într-o stare și saturat în cealaltă. Condiția de funcționare referitoare la *regiunea de blocare* este de obicei denumită *starea de blocare*. În starea de blocare, curenții terminali care rezultă din extragerea purtătorilor minoritari generați termic sînt foarte mici și independenți de tensiunile joncțiunilor. Mai mult, concentrația de purtători minoritari în bază este neglijabilă comparativ cu valoarea de la echilibrul termic.

Starea de funcționare corespunzătoare *regiunii de saturație* este denumită *starea de conducție* În această stare, și joncțiunea de emitor, și cea de colector sînt polarizate direct și astfel toate tensiunile între două terminale sînt mici și depind foarte puțin de curenții terminali. Concentrația de purtători minoritari în bază este mai mare decît cea de la echilibru termic, astfel încît sarcina corespunzătoare de purtători în exces este pozitivă.

Un tranzistor care este constrîns de curent și variabilele de intrare să lucreze în stările *de blocare* și *conducție* descrise anterior poate fi considerat ca un comutator care este comandat prin *sarcina* din bază. Această sarcină apare în parte ca o sarcină mobilă în exces în regiunea neutră a bazei și în parte ca sarcină a impurităților neneutralizate în zonele din bază corespunzătoare regiunilor de sarcină spațială ale joncțiunilor. Așa cum purtă-

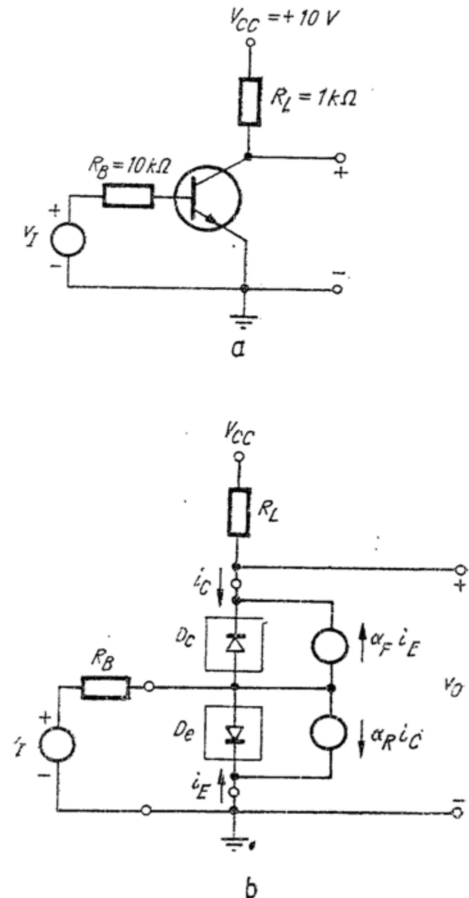


Fig. 22.2. Un inversor simplu cu un tranzistor *npn* funcționînd în regim de impulsuri:
a – circuitul; *b* – circuitul echivalent static complet al circuitului cu tranzistorul reprezentat printr-un model cu diode ideale.

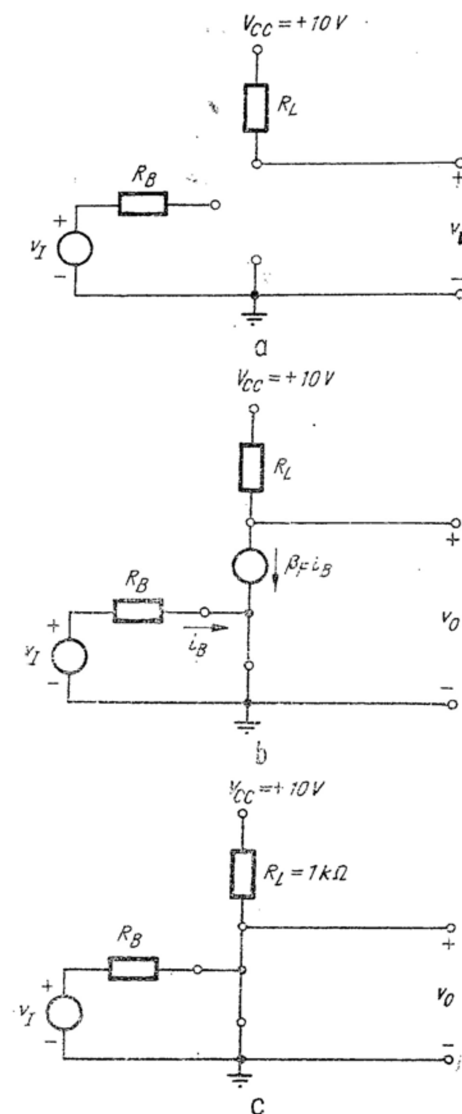


Fig. 22.3 Circuite echivalente cu domeniu limitat de aplicare:
a – pentru regiunea de blocare (0,0); b – pentru regiunea activă directă (1,0) – pentru regiunea de saturație (1,1).

torii majoritari intră și ies din regiunea bazei în principal prin terminalul de bază, tot astfel sarcina în exces din regiunea neutră a bazei și sarcina din regiunea de sarcină spațială sînt controlate prin curentul de bază. În concluzie, un tranzistor poate fi comutat dintr-o stare în alta prin furnizarea sau evacuarea sarcinii din bază, prin terminalul de bază.

Începem analiza comutatoarelor cu tranzistoare și a circuitelor numerice cu examinarea funcționării statice și dinamice a unui inversor simplu arătat în fig. 22.2. *a*, care este similar cu circuitul analizat în paragraful 21.5.2, cu excepția faptului că aici nu avem rezistență de emitor. Așa cum vom vedea, acest circuit cu emitorul comun poate furniza o standardizare a semnalului, un cîștig de putere și alte proprietăți logice utile.

22.2. PROPRIETĂȚILE STATICE ALE UNUI INVERSOR CU TRANZISTOR

22.2.1. Caracteristica de transfer

Pentru a stabili proprietățile circuitului inversor din fig. 22.2 *a*, calculăm mai întîi caracteristica de transfer a circuitului. În fig. 22.2.*b* reprezentăm tranzistorul prin circuitul echivalent cu diode ideale, astfel încît analiza este foarte simplă: caracteristica va fi formată din segmente de

dreaptă. Există patru stări posibile ale acestui circuit, corespunzător celor patru stări posibile ale diodelor. Totuși, o examinare atentă a fig. 22.2*b* va arăta că nu există nici o valoare a lui v_I care să forțeze dioda de colector în *conducție*, lăsînd dioda de emitor *blocată*. Deci starea activă inversă (0,1) nu poate fi realizată în acest circuit. [Adeseori este convenabil să folosim notația (A,B) pentru a indica stările diodelor de emitor, și, respectiv, de colector].

Circuitele echivalente corespunzătoare stării de blocare (0,0), stării active directe (1,0) și stării de saturație (1,1) sînt reprezentate în fig.22.3. Pentru starea (0.0) (fig. 22.3 *a*):

$$i_C = 0 \tag{22.1}$$

$$v_o = V_{CC} = 10\ \ V. \tag{22.2}$$

Din fig. 22.2 *b* se vede că orice valoare a lui v_I mai mică decît zero va menține circuitul în această stare.

În regiunea activă directă (fig. 22.3 *b*) găsim că:

$$v_O = V_{CC} - \beta_F R_L i_B = \tag{22.3 a}$$

$$= V_{CC} - \beta_F R_L \frac{V_I}{R_B}. \tag{22.3 b}$$

Evident, în această stare, panta caracteristicii de transfer v_O/v_I, adică cîștigul de tensiune la semnal mic, este chiar $-\beta_F R_L/R_B$.

Pentru starea de saturație (1.1), este clar din fig. 22.3 *c* că tensiunea și curentul de ieșire sînt constante, independent de tensiunea de intrare:

$$v_O = 0 \tag{22.4}$$

$$i_C = I_C\ (sat) = \frac{V_{CC}}{R_L} = 10\ \text{mA}. \tag{22.5}$$

Tranziția între starea (1,0) și starea (1.1) se produce pentru v_L astfel încît $v_O = 0$ în ecuația (22.3). În acest punct, din ecuațiile (22.3 a) și (22.5):

$$i_B = \frac{V_{CC}}{\beta_F R_L} = \frac{I_C\ (sat)}{\beta_F}. \tag{22.6}$$

De asemenea, din ecuaţia (22.3 b), presupunînd că $\beta_F = 50$, $R_B = 10$ kΩ, $R_L = 1$ kΩ :

$$v_I = \frac{V_{CC}}{\beta_F} \frac{R_B}{R_L} = \frac{10 \times 10}{50 \times 1} = 2 \text{ V}. \tag{22.7}$$

Caracteristica statică completă, bazată pe calculele precedente, este reprezentată în fig. 22.4.

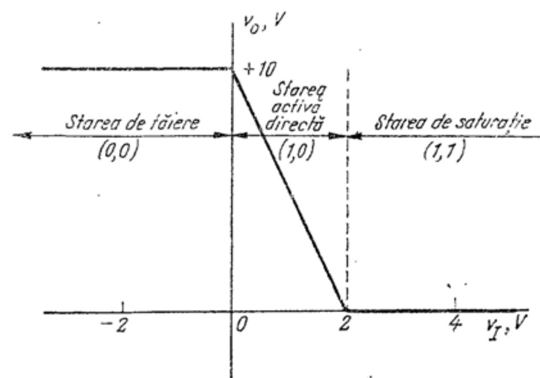


Fig. 22.4. Caracteristici de transfer statice pentru circuitul inversor cu tranzistor din fig. 22.2.

22.2.2. Proprietăţi logice

Din caracteristica de transfer din fig. 22.4 se vede că circuitul inversor din fig. 22.2 va produce una sau alta din cele două valori de ieşire care sînt esenţial independente de caracteristicile tranzistorului, dacă intrarea este constrînsă să ia una sau alta din valorile celo rdouă domenii complet separate. Mai precis, dacă v_I este negativ, tranzistorul este blocat şi v_O este aproximativ 10V (tensiunea de alimentare de colector). Dacă pe de altă parte, v_I este mai mare de 2V, tranzistorul este saturat şi v_O este aproximativ zero. Aceste valori sînt sintetizate în tabelul 22.1.

Într-un sistem numeric tensiunile v_I şi v_O corespund la *variabilele binare* [1] *a* şi *b*. Relaţia dintre valorile variabile binare şi domeniile variabilei fizice este arbitrar una. În scopul acestei discuţii facem atribuirea de valori din tabelul 22.2.

[1] În acest acest text toate numerele şi variabilele binare sînt tipărite cu litere groase pentru a evita confuziile,

Această atribuire de valori este denumită *reprezentare pozitivă*, pentru că domeniul de tensiune atribuit stării 1 este mai pozitiv decît domeniul atribuit stării 0. (Atribuirea opusă de valori este denumită evident *reprezentare negativă*).

Tabelul 22.1

Relaţiile între tensiuni

v_I (V)	v_O (V)
mai mic decît 0	≈ + 10
mai mare decît 2	≈ 0

Tabelul 22.2

Atribuirea valorilor tensiunilor

Domeniul de tensiune	Valoarea variabilei binare
2,5 la 10 V	**1**
−1 la 0 V	**0**

Dacă amplificatorul este comandat cu o tensiune din gamele date în tabelele de mai sus, putem descrie funcţionarea circuitului foarte succint, în termeni de variabile binare, ca în tabelul 22.3.

Această funcţiune logică se numeşte *complementare*, variabila de ieşire este *complementul* variabilei de intrare. Astfel, circuitul este numit „inversor".

Tabelul 22.3

Tabelul de combinaţii

Intrare	Ieşire
0	**1**
1	**0**

Tabelul 22.4

Tabelul de adevăr

a	b	ieşirea binară
0	**0**	**1**
0	**1**	**0**
1	**0**	**0**
1	**1**	**0**

Circuitul inversor reprezentat în fig. 22.2 are proprietăţi utile. Trebuie observat mai întîi că variabila de ieşire este mai bine cuantizată, sau standardizată, decît variabila de intrare. Orice tensiune de intrare negativă [1] produce o tensiune de ieşire care este foarte apropiată de 10 V pentru că tranzistorul este blocat. Similar, orice tensiune de intrare mai pozitivă decît 2,5 V (limitată de puterea disipată în rezistenţa de intrare) face ca tranzistorul să fie saturat şi produce o tensiune de ieşire foarte aproape de zero volţi.

Circuitul inversor furnizează şi un cîştig de putere. Cînd intrarea are valoarea binară 1, circuitul poate fi caracterizat printr-o impedanţă de

[1] Limita inferioară a lui V_I este dată de străpungerea prin avalanşă a joncţiunii de emitor.

intrare de circa 10 kΩ. Cînd variabila de ieşire este 1, rezistenţa de ieşire este 1 kΩ. În concluzie, inversorul poate fi încărcat cu 30 de alte circuite identice (avînd rezistenţa de intrare de 10 kΩ) înainte ca variabila v_o corespunzătoare ieşirii să scadă sub limita inferioară prescrisă a domeniului

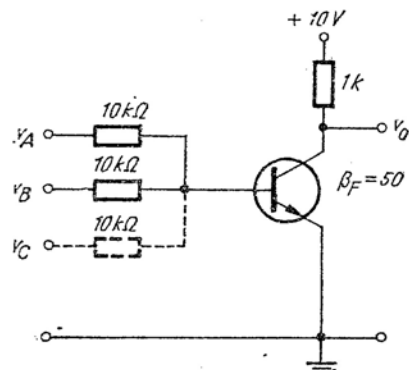


Fig. 22.5 Circuit logic cu rezistenţe şi tranzistor.

ei de dispersie, care este 2,5 V. Pentru că este capabil să comande 30 de alte circuite cu aceleaşi cerinţe la intrare ca şi el însuşi, se spune că circuitul are o capacitate de comandă la ieşire de 30.

Dacă se adaugă una sau mai multe rezistenţe în baza tranzistorului, aşa cum se arată în fig. 22.5, inversorul simplu devine o poartă logică. Dacă folosim aceeaşi reprezentare pozitivă ca în tabelul 22.2, tranzistorul va fi saturat şi ieşirea binară va fi 0, dacă semnalul la una sau mai multe intrări este mai mare decît 2,5 V, adică, 1 logic. Astfel, combinaţiile binare posibile pentru circuit sînt cele reprezentate în tabelul 22.4 (presupunînd numai două intrări). Variabila logică de ieşire în această poartă cu tranzistor este *complementul* ieşirii corespunzătoare a porţii SAU cu diode, fig. 6.9 *a*. Astfel, noi denumim poarta din fig. 22.5 o poartă SAU—NU pentru a indica că şi complementarea, şi funcţia de poartă SAU sînt implicate (vezi problema P. 22.1)

Deşi tranzistorul din circuitul din fig. 22.5 este esenţial un inversor şi realizează astfel o anumită funcţie logică, rolul lui principal este standardizarea semnalului. Se observă că curentul de bază al tranzistorului variază într-un domeniu de aproape 3 la 1, după cum una, două sau trei din variabilele de intrare sînt în starea 1. Totuşi, tranzistorul este saturat pentru toate aceste condiţii, astfel încît, tensiunea de ieşire v_O este practic independentă de curentul de bază.

22.2.3. Condiţii asupra stărilor statice

Tensiunea de ieşire a unui comutator simplu cu tranzistor va fi rezonabil de bine cuantizată numai dacă tranzistorul este comandat între blocare şi saturaţie. Parametrii de curent, domeniile de amplitudine a semnalului de intrare şi sarcina care este comandată de circuit trebuie alese astfel încît în condiţii statice starea *de conducţie* se referă la regiunea de saturaţie şi starea *de blocare* corespunde regiunii de blocare.

Saturaţia. Saturaţia tranzistorului se produce, aşa cum am văzut în paragraful 22.2.1, dacă:

$$|I_B| \geqslant \frac{|I_C\,(sat)|}{\beta_F}. \tag{22.8}$$

Există cîteva motive pentru care curentul static de bază trebuie să fie mai mare decît valoarea minimă a lui $|I_C\,(sat)\,/\,\beta_F|$. În primul rînd, tranzistoarele de un tip particular au un domeniu destul de mare de valori pentru β_F. Multe tipuri de tranzistoare prezintă o dispersie de 2 la 1 a lui β_F într-un punct de funcţionare particular, iar dispersii de 10 la 1 nu sînt de loc neobişnuite. Evident, un circuit care trebuie să lucreze corect, cu *orice* tranzistor de un anumit tip, trebuie să fie proiectat astfel încît să furnizeze un curent de bază corespunzător pentru tranzistoarele care au valoarea *minimă* specificată pentru β_F. În concluzie, tranzistoarele care au valori mai mari pentru β_F vor avea o comandă în bază mai mult decît suficientă.

În al doilea rînd, curentul de colector din starea de condiţie depinde de sarcina pe care o comandă circuitul şi această sarcină nu este în general constantă. Întrucît ecuaţia (22.8) trebuie să fie satisfăcută pentru valoarea cea mai mare posibilă a lui $|I_C\,(sat)|$, curentul de bază va fi mai mult decît suficient pentru acele condiţii de lucru în care curentul de colector este mai mic decît valoarea maximă.

În al treilea rînd, toleranţele obişnuite ale valorilor componentelor şi ale tensiunilor de alimentare produc variaţii în comanda pe bază şi în curentul de sarcină. Proiectantul de circuit trebuie să se asigure că curentul de bază este suficient pentru funcţionarea în regiunea de saturaţie, chiar cu combinaţia cea mai defavorabilă a valorilor componentelor şi sursei de alimentare. Astfel, curentul de bază va fi mai mult decît suficient în majoritatea condiţiilor.

Una din metodele prin care proiectantul de circuite se asigură că circuitul va fi în starea corectă în ciuda dispersiilor tranzistorului, variaţiilor sarcinii şi comenzii, şi toleranţelor componentelor şi sursei de alimentare, este denumită *proiectare în cazul cel mai defavorabil*. Ea implică determinarea combinaţiei celei mai dezavantajoase posibile a parametrilor circuitului şi dispozitivului, în condiţiile de mediu cele mai defavorabile şi

specificînd circuitul astfel încît să funcţioneze corect chiar în acest caz foarte defavorabil. O asemenea filozofie de proiectare este foarte conservatoare, întrucît cazul cel mai defavorabil poate fi un eveniment improbabil de întîlnit.

Totuşi, proiectarea în condiţiile cele mai defavorabile garantează performanţa corectă a circuitului în toate condiţiile în afară de defectarea unei componente (vezi problemele P. 22.2 pînă la P. 22.4)

Blocarea. Starea *de blocare* a unui comutator cu tranzistor corespunde la funcţionarea în regiunea de blocare cu ambele joncţiuni polarizate invers. Curenţii de saturaţie I_{ES} şi I_{CS} sînt atît de mici în majoritatea tranzistoarelor cu siliciu, încît curentul de colector al unui comutator în stare de deschidere este substanţial independent de tensiunea de polarizare a joncţiunii de emitor pentru tensiuni ale joncţiunilor mai mici decît cîteva zecimi de volt, în sens direct. Acest lucru este ilustrat în fig. 22.6, care reprezintă I_C funcţie de V_{BE} pentru un tranzistor *npn* de comutaţie cu siliciu. Un circuit de comutaţie care foloseşte acest tranzistor şi are un curent de colector, în *starea de conducţie*, de cîţiva miliamperi, este efectiv în *stare de blocare*, dacă tensiunea emitor-bază este mai mică decît circa

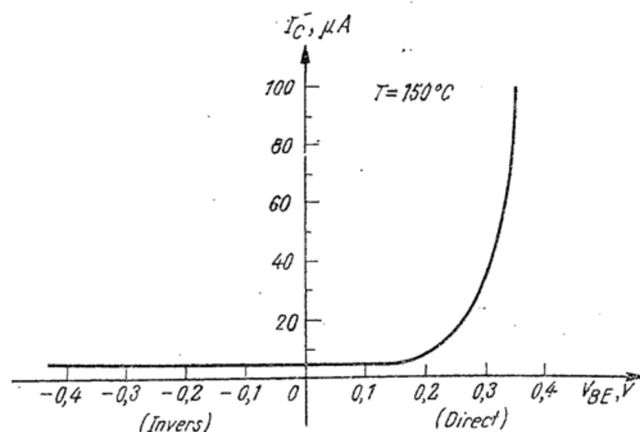


Fig. 22.6 Dependenţa curentului de colector de tensiunea bază-emitor într-un tranzistor *npn* cu siliciu la 150°C.

0,3 V. Sub această tensiune, care este denumită *tensiune de prag bază-emitor* V_{BET}, injecţia de purtători minoritari în bază prin joncţiunea de emitor are un efect nesemnificativ asupra curentului de colector. Tensiunile de prag sînt mai mici în tranzistoarele cu germaniu (circa 0,1 V la temperatura camerei), pentru că curenţii de saturaţie sînt mai mari. Tensiunea de prag reflectă dependenţa exponenţială a temperaturii de curenţii de saturaţie şi astfel are un coeficient de temperatură de −2 pînă la −3 mV/°C şi pentru siliciu, şi pentru germaniu (vezi paragraful 4.3.3.)

În proiectarea unui circuit de comutaţie cu tranzistor, starea statică *de blocare* trebuie să fie examinată în condiţiile cele mai defavorabile pentru a asigura o funcţionare satisfăcătoare (vezi problemele P. 22.2 pînă la P. 22.4). De obicei, aceasta implică considerarea celei mai ridicate temperaturi de mediu, pentru care curenţii de saturaţie cu valorile lor maxime şi tensiunile de prag au valorile lor minime.

22.3. TRANZIŢII ÎNTRE STĂRI

După ce am explorat proprietăţile statice ale tranzistorului inversor vom examina detaliat dinamica circuitului. În aplicaţiile numerice nu numai că dorim tensiuni cuantizate în două nivele discrete, corespunzător la două stări distincte ale tranzistorului, dar de asemenea dorim ca circuitul să treacă dintr-o stare în alta cu viteza cea mai mare posibilă. Pentru a comuta un tranzistor din starea *de blocare* în starea *de conducţie*, trebuie să-i furnizăm sarcină în regiunea bazei. Această sarcină este necesară pentru a schimba sarcinile regiunilor de sarcină spaţială în stare *de blocare* şi pentru a stabili o sarcină în exces suficientă în regiunea bazei pentru a menţine curentul de colector în stare *de conducţie*. Invers, pentru a bloca un tranzistor, trebuie să evacuăm toată sarcina în exces din regiunea bazei şi trebuie, în plus, să schimbăm sarcinile regiunilor de sarcină spaţială, astfel încît să poată suporta tensiunile joncţiunilor cerute de circuit cu tranzistorul *blocat*. Intervalele de timp necesare pentru a deplasa aceste sarcini în interiorul sau în afara tranzistorului sînt de o importanţă primordială în proiectarea de circuite digitale, pentru că ele determină viteza maximă la care circuitul de comutare, deci întregul sistem numeric, poate să lucreze.

Evident, problema comutării între stări implică funcţionarea tranzistorului în mod neliniar. Astfel, trebuie să reprezentăm tranzistorul prin modelul dinamic de semnal mare, care este modelul cu control prin sarcină dezvoltat în capitolul 21. Pentru a fi practici considerăm un tranzistor *npn* difuzat cu siliciu în acelaşi circuit inversor care a fost discutat în paragraful 22.2. Evident, analiza unui circuit *pnp* nu introduce diferenţe fundamentale.

Circuitul nostru inversor este repetat în fig. 22.7, împreună cu forma de undă a impulsului de comandă a intrării. Pentru un astfel de circuit, de obicei sîntem interesaţi în rezolvarea ecuaţiilor pentru $i_C(t)$, $v_o(t)$, sau a diferiţilor timpi de tranziţie. Cu un impuls de comandă în tensiune ca cel din fig. 22.7, curentul de bază va depinde, în general, de tensiunile

joncţiunilor, care depind în mod neliniar de componentele directe şi inverse ale sarcinii de bază care, la rîndul ei, depinde de istoria curentului de bază. Această situaţie generală poate fi descrisă în termenii unui set de ecuaţii

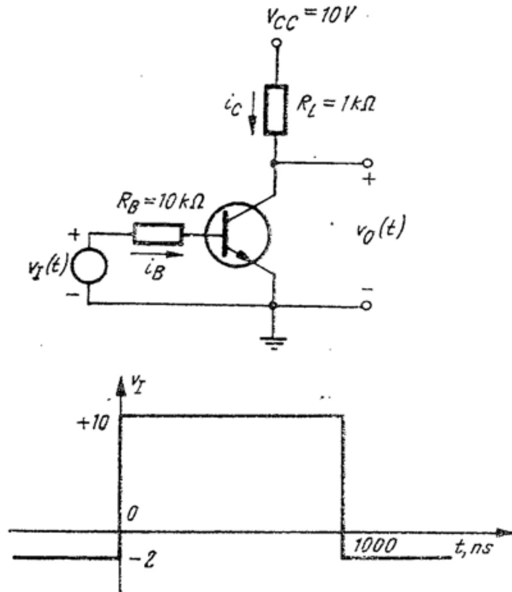


Fig. 22.7 Inversorul cu tranzistor.

diferenţiale neliniare simultane. Practic, descriem circuitul exterior al tranzistorului din fig. 22.7 prin relaţiile:

$$v_I + v_{EB} = i_B R_B \tag{22.9}$$

$$10 - v_O = i_C R_L \tag{22.10}$$

$$v_O = v_{CB} - v_{EB}. \tag{22.11}$$

Descriem tranzistorul prin relaţiile modelului cu control prin sarcină dezvoltat în paragraful 21.3.5. Pentru că trebuie să ne referim la aceste

ecuaţii de mai multe ori în acest paragraf ele sînt repetate mai jos. Relaţiile de bază ale modelului cu control prin sarcină pentru acest tranzistor sînt:

$$i_B = \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{q_R}{\tau_{BR}} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(q_F + q_R + q_{VE} + q_{VC}) \tag{22.12 a}$$

$$i_C = \frac{q_F}{\tau_F} - q_R\left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}}\right) - \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(q_R + q_{VC}). \tag{22.12 b}$$

Componentele sarcinii din bază q_F şi q_R sînt legate de tensiunile joncţiunilor prin expresiile:

$$q_F = Q_{FO}(\mathrm{e}^{-qv_{EB}/kT} - 1) \tag{22.13 a}$$

$$q_R = Q_{RO}(\mathrm{e}^{-qv_{CB}/kT} - 1) \tag{22.13 b}$$

unde:

$$Q_{FO} = \alpha_F I_{ES} \tau_F \tag{22.14. a}$$

$$Q_{RO} = \alpha_R I_{CS} \tau_R \tag{22.14 b}$$

Pentru că acest tranzistor este un dispozitiv cu joncţiuni dopate neuniform sarcinile regiunilor de sarcină spaţială sînt legate de tensiunile joncţiunilor prin expresiile:

$$q_{VE} = K_E[\psi_0^{2/3} - (\psi_0 + v_{EB})^{2/3}] \tag{22.15 a}$$

$$q_{VC} = K_C[\psi_0^{2/3} - (\psi_0 + v_{CB})^{2/3}]. \tag{22.15 b}$$

Avem nouă ecuaţii şi nouă necunoscute (trei tensiuni, doi curenţi şi patru sarcini). Astfel, ecuaţiile pot fi rezolvate, dar în practică numai pe un calculator numeric. O soluţie completă generată pe calculator[1] este arătată în fig. 22.8, pentru un tranzistor cu joncţiuni difuzate cu siliciu, cu următorii parametri:

$$\tau_F = 0{,}4\ \text{ns} \qquad \tau_R = 10\ \text{ns}$$

$$\beta_F = 75 \qquad \beta_R = 7$$

$$K_E = K_C = 5\ \text{pF}\ (\text{V})^{1/3}$$

$$\psi_0 = 0{,}9\ \text{V}$$

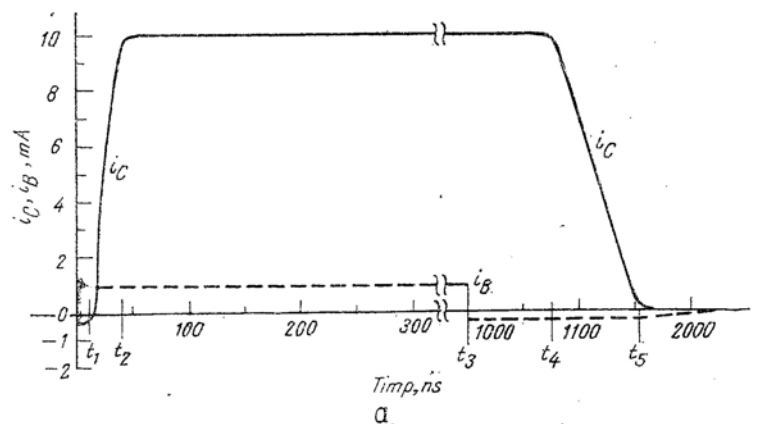
$$Q_{FO} = 1\times10^{-10}\ \text{pC} = 1\times10^{-22}\ \text{C}$$

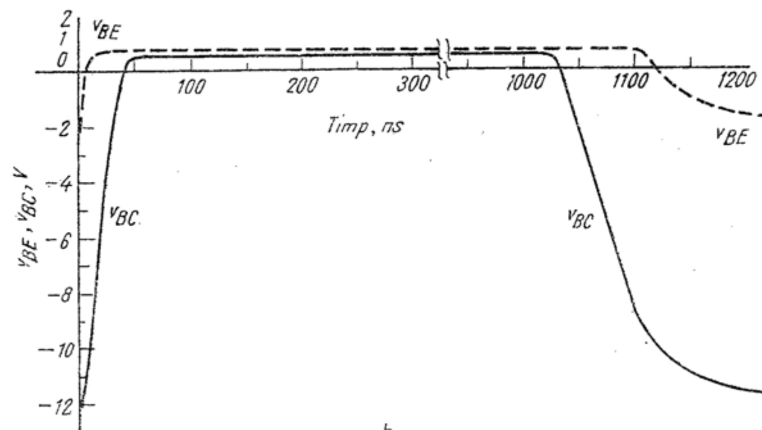
$$Q_{RO} = 2{,}5\times10^{-9}\ \text{pC}.$$

---

[1] Detaliile acestei soluţii, care nu sînt evidente în acest moment, se dau în paragraful 22.6.

Din fig. 22.8 *b* se observă că sînt necesare mai mult de 40 ns pentru ca tranzistorul să intre în saturație și circa 300 ns pentru a bloca tranzistorul, care era inițial saturat. De fapt, nu se observă absolut nici o schimbare în tensiunile sau curenții terminali în primele 75 ns după ce impulsul de tensiune de intrare devine nul! Aceste întîrzieri sînt de o deosebită impor-

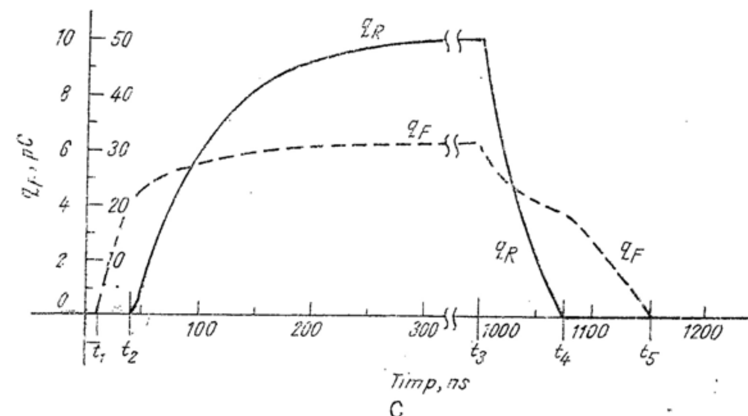




Fig, 22.8 a,b

tanță în proiectarea circuitelor numerice, pentru că ele reprezintă limita fundamentală a vitezei de lucru a unui echipament numeric.

Din păcate, soluția pe calculator reprezentată în fig 22.8 furnizează date puține legate de modul în care s-ar putea reduce aceste întîrzieri nedorite dintr-o stare în alta. Pentru a lărgi această cunoaștere trebuie să dezvoltăm metode aproximative de analiză care să pună în evidență clar sursele de timpi de întîrziere. Din nou vom sacrifica precizia în avantajul simplității, pentru că performanța unei proiectări definitive poate fi totdeauna verificată în detaliu pe calculator.



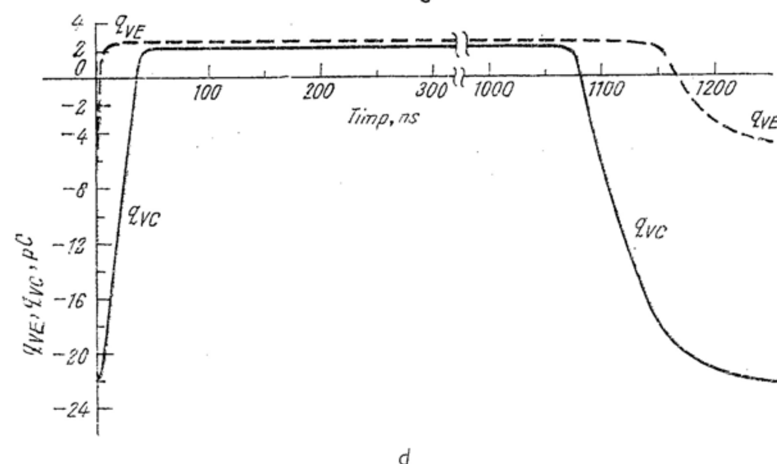


Fig. 22.8 Soluția generată pe calculator pentru tensiunile, curenții și sarcinile inversorului din fig. 22.7:
a – curenți; *b* – tensiuni; *c* – sarcina din bază; *d* – sarcinile regiunilor de sarcină spațială.

Este de observat mai întîi că în comutarea din blocare în saturație și înapoi în blocare, tranzistorul își va schimba starea de patru ori. Pentru a simplifica relațiile matematice, revenim la analiza stare cu stare, care reprezintă tranzistorul în fiecare stare printr-unul din modelele simple cu control prin sarcină într-un domeniu limitat, dezvoltate în paragraful 21.4. Vom lua împreună soluțiile pentru a forma soluția tranzitorie întreagă.

Pentru a simplifica notația, am definit în fig. 22. 8 *a* și *c* momentele comutării în termeni de forme de undă ale curenților și sarcinilor. Toate tensiunile, curenții și sarcinile vor fi desemnate funcție de acești timpi. Formele de undă detaliate pentru i_C și q_B în fiecare regiune vor fi discutate în subparagrafele următoare.

22.3.1. Tranzițiile prin regiunea de blocare

Din fig. 22.7 vedem că la începutul tranziției, și v_{EB}, și v_{CB} sînt pozitive, Specific :

$$v_{EB}(t_0) = -v_I(t_0) = 2 \text{ V} \tag{22.16}$$

$$v_{CB}(t_0) = V_{CC} - v_I(t_0) = 12 \text{ V} \tag{22.17}$$

Astfel, tranzistorul iese din regiunea de blocare și noi putem modela circuitul folosind modelul simplu cu control prin sarcină pentru regiunea de blocare, reprezentat în fig. 22.9 *a*. La $t=t_0$, curentul de bază i_B devine pozitiv, corespunzător circulației golurilor majoritare în baza de tip *p*. Din fig. 22.9 *a* este clar că datorită acestui curent de bază, se va adăuga o sarcină pozitivă sarcinilor regiunilor de sarcină spațială q_{VE} și q_{VC} și tranzistorul va traversa regiunea de blocare. Tranzistorul rămîne în starea de blocare pînă cînd dioda de emitor devine suficient de polarizată direct pentru a aduce tranzistorul în regiunea activă, adică pînă cînd $v_{EB} \approx \approx -0{,}3$ V, pentru acest dispozitiv cu siliciu. Pe baza acestei discuții calitative inițiale, se pot face schițe aproximative ale tensiunii, curentului și formelor de undă care interesează în timpul intervalului de blocare. Aceste curbe se reprezintă în fig. 22.9 *b* — *g*. Evident, ele nu transmit o informație detaliată asupra formelor de undă. Mai degrabă ne ajută să ținem minte intervalele de timp și polaritățile variabilelor în chestiune.

Ecuațiile corespunzătoare pentru tranzistor în regiunea de blocare sînt, din paragraful 21.4.2.

$$i_B = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(q_{VE} + q_{VC}) \tag{22.18 a}$$

$$i_C = -\frac{\mathrm{d}\,q_{VC}}{\mathrm{d}t}. \tag{22.18 b}$$

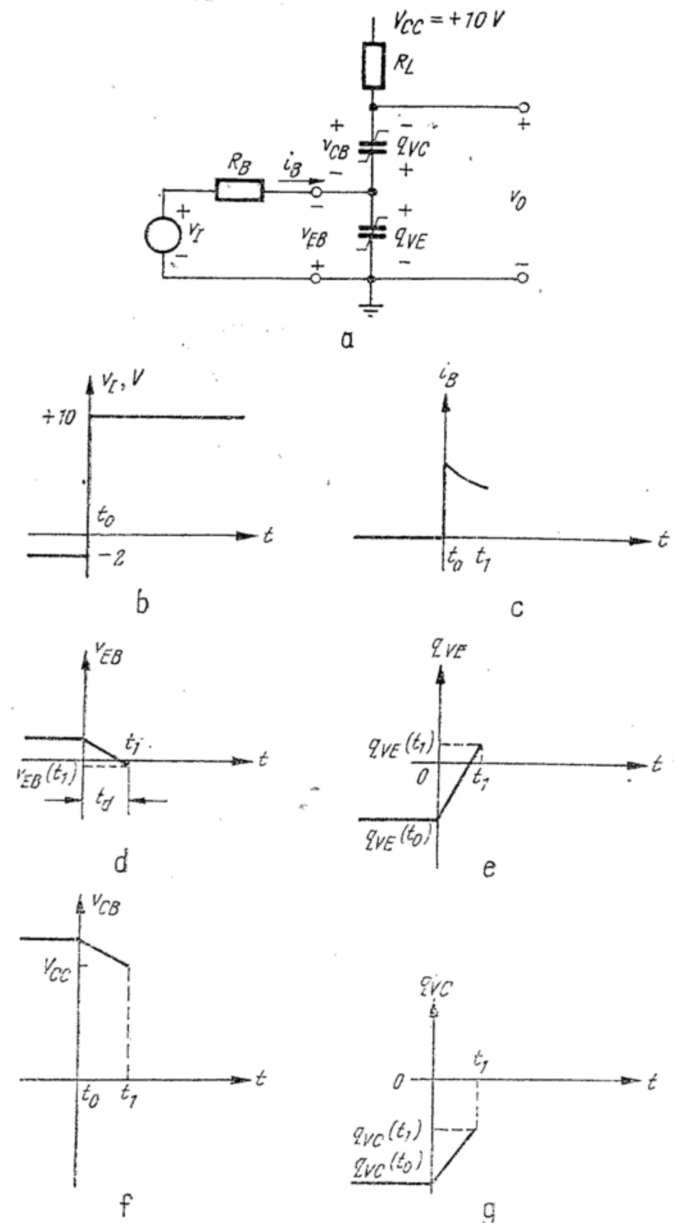


Fig. 22.9. Schițe aproximative ale tranziției prin regiunea de blocare. Tranzistorul intră în regiunea activă la $t = t_1$. Pentru $t_0 < t < t_1$, sarcina în exces din regiunea bazei este aproximativ zero :

a — circuitul echivalent pentru regiunea de blocare: *b* — tensiunea de intrare: *c* — curentul de bază; *d* — tensiunea emitor-bază; *e* — sarcina regiunii de sarcină spațială de la joncțiunea emitorului; *f* — tensiunea colector-bază; *g* — sarcina regiunii de sarcină spațială de la joncțiunea colectorului.

Dacă putem estima $i_B(t)$ în timpul intervalului de tăiere, putem integra ecuația (22.18 *a*) și determina soluția în intervalul de timp necesar ca joncțiunea emitor-bază să devină polarizată direct. Integrarea ecuației (22.18 *a*) dă:

$$\int_{t_0}^{t_1} i_B(t)\,dt = [q_{VE}(t_1) - q_{VE}(t_0)] + [q_{VC}(t_1) - q_{VC}(t_0)] \qquad (22.19)$$

unde, așa cum s-a stabilit mai sus, notația $q_{VE}(t_1)$ indică sarcina regiunii de sarcină spațială la $t=t_1$. Cele patru valori ale sarcinii din ecuațiile (22.19) pot fi deja calculate astfel încît dacă putem estima i_B, expresia poate fi rezolvată pentru intervalul de timp t_1-t_0, de obicei denumit *timpul de întîrziere* t_d.

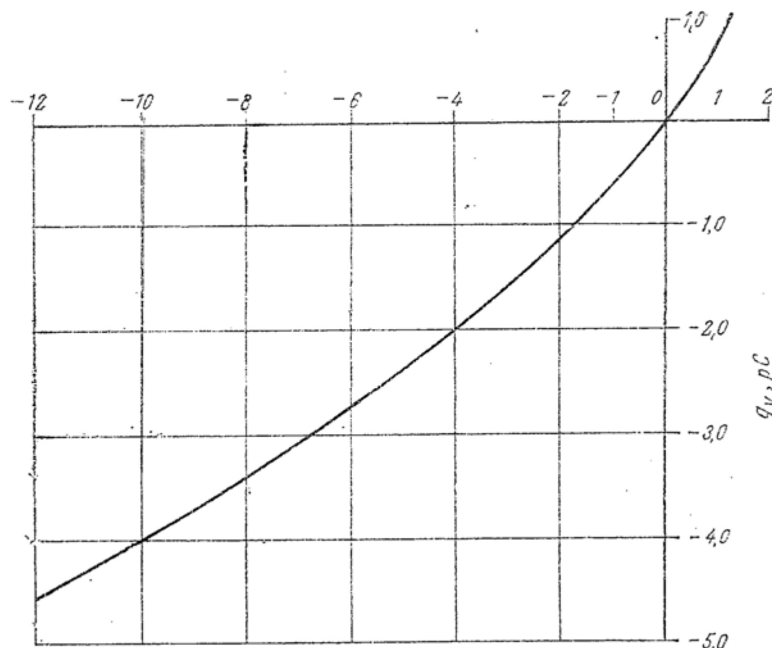


Fig. 22.10. Sarcina regiunii de sarcină spațială funcție de tensiune pentru o joncțiune dopată neuniform cu $K = 1$.

Putem găsi $q_{VE}(t_0)$ și $q_{VC}(t_0)$ din ecuațiile (22.15), folosind valorile tensiunilor specificate în ecuațiile (22.16) și (22.17) Pentru a facilita aceasta și calculele următoare, noi reprezentăm în fig. 22.10 o curbă normalizată [$K = 1\text{pF}\,(\text{V})^{1/3}$] a lui q_V funcție de tensiunea obținută, folosind ecuația

(22.15). Reamintind că $K_E = K_C = 5\text{ pF }(\text{V})^{1/3}$, pentru acest tranzistor, obținem:

$$q_{VE}(t_0) = -5{,}5 \text{ pC}$$

$$q_{VC}(t_0) = -22{,}9 \text{ pC}.$$

În t_1 sfîrșitul intervalului de blocare, punctul de funcționare trece din regiunea de blocare în regiunea activă. Pentru un tranzistor cu siliciu, tensiunile joncțiunilor în acest punct vor fi aproximativ:

$$v_{EB} \approx -0{,}3 \text{ V}$$

$$v_{CB} \approx V_{CC} - 0{,}3 = 9{,}7 \text{ V}$$

(neglijînd orice curent de colector în R_1). Trebuie observat că v_{EB} și v_{CB} se schimbă cu aceeași cantitate între t_0 și t_1. Sarcinile $q_{VE}(t_1)$ și $q_{UC}(t_1)$ pot fi determinate acum din ecuațiile (22.15) sau fig. 22.10:

$$q_{VE}(t_1) = +1{,}1 \text{ pC}$$

$$q_{VC}(t_1) = -19.2 \text{ pC}.$$

Adesea putem face o bună estimare a lui $i_B(t)$ cînd v_{EB} nu variază prea mult comparativ cu v_I. În exemplul de față v_{EB} variază numai cu 2 V, în timp ce v_I variază cu 10 V. Astfel, curentul de bază, care va urmări imediat aplicarea treptei de tensiune de intrare, va fi:

$$i_B(t_0) = \frac{v_I + v_{EB}}{R_B} = \frac{10+2}{10} = 1{,}2 \text{ mA}$$

și curentul final de bază va fi:

$$i_b(t_1) = \frac{10-0{,}3}{10} = 0{,}97 \text{ mA}.$$

În concluzie, estimăm un curent mediu de bază de circa 1,1 mA în timpul intervalului de blocare și ecuația (22.19) devine:

$$\int_0^{t_d} (1{,}1)\,dt = (1.1 + 5{,}5) + (-19{,}2 + 22{,}9) = 10{,}3 \text{ pC}.$$

Rezolvînd pentru timpul de întîrziere t_d, obținem :

$$t_d = \frac{10{,}3}{1{,}1} = 9{,}4 \text{ ns};$$

Această valoare se poate compara favorabil cu valoarea de 10 ns obținută în rezolvarea problemei pe calculator (vezi fig. 22.8). (Vezi de asemenea demonstrațiile experimentale de curs din paragraful 22.7).

Curentul de colector este în realitate ușor negativ pe durata timpului de întîrziere, deoarece purtătorii majoritari trebuie furnizați jumătății din colector a regiunii de sarcină spațială [vezi ecuația (22.18 *b*)]. Divizarea curentului de bază între colector și emitor este determinată de vitezele relative de variație ale lui q_{VC} și q_{VE}. Totuși, în timpul acestui interval curentul de colector este de obicei neglijabil comparativ cu curentul de colector în stare *de conducție*.

22.3.2. Tranzițiile prin regiunea activă

Cînd joncțiunea de emitor devine polarizată invers, tranzistorul intră în regiunea activă. Deci, noi trebuie să schimbăm modelul de circuit, alegîndu-l pe cel reprezentat în fig. 22.11 *a*. Cu emitorul polarizat direct, începe să se acumuleze sarcină în exces q_F în bază și circulă un curent de colector substanțial. Curentul de colector crește pînă la momentul t_2, cînd atinge valoarea de saturație definită de parametrii circuitului exterior. Astfel, din fig. 22.11 *a* :

$$i_C(t_2) \equiv I_C(\text{sat}) \approx \frac{V_{CC}}{R_L} = 10 \text{ mA}. \tag{22.20}$$

În regiunea activă v_{EB} crește rapid de la $-0{,}3$ la $-0{,}6$ V, apoi se fixează la circa $-0{,}6$ sau $-0{,}7$ V. Astfel curentul de bază va fi de aproximativ 0,94 nA. În fig. 22.11 sînt reprezentate schițele aproximative ale formelor de undă corespunzătoare.

Dacă neglijem termenul $\mathrm{d}q_{VC}/\mathrm{d}t$ din ecuația curentului de colector, corespunzător cu discuția din paragraful 21.4, ecuațiile modelului cu control prin sarcină în regiunea activă devin :

$$i_B = \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(q_F + q_{VE} + q_{VC}) \tag{22.21.a}$$

$$i_C \approx \frac{q_F}{\tau_F}. \tag{22.21 b}$$

Timpul necesar pentru a traversa regiunea activă se poate găsi prin integrarea ecuației (22.21 a) :

$$\int_{t_1}^{t_2} i_B\,\mathrm{d}t = \underbrace{\Delta q_F + \Delta q_{VF} + \Delta q_{VC}}_{\text{Variația sarcinii stocate}} + \underbrace{\frac{1}{\tau_{BF}}\int_{t_1}^{t_2} q_F\,\mathrm{d}t}_{\text{Recombinarea sarcinii}} \tag{22.22}$$

Pentru că β_F este 75 :

$$\beta_F\,|I_B| \gg |I_C\,(sat)| \tag{22.23}$$

astfel încît tranzistorul va fi eventual comandat adînc în saturație. Astfel, noi sîntem asigurați de traversarea rapidă a regiunii active și putem neglija termenul corespunzător recombinării în ecuația (22.22). Pe această bază ecuația poate fi rezolvată pentru *timpul de creștere* t_r, care este intervalul de timp între momentul particular cînd joncțiunea de emitor devine polarizată direct și momentul cînd tranzistorul intră în saturație. Reamintim din calculele pentru regiunea de blocare că $q_F(t_1)=0$, $q_{VE}(t_1) = 1{,}1$ pC și $q_{VC}(t_1) = -19{,}2$ pC. La t_2, cînd tranzistorul este la limita de saturație, $v_{EB} = -0{,}7$ V și v_{CB} va fi aproximativ $-0{,}3$ V; deci din fig. 22.10, $q_{VE}(t_2) = 2{,}7$ pC și $q_{VC}(t_2) = +1{,}1$ pC. Găsim $q_F(t_2)$ din ecuațiile (22.21 b) și (22.20) :

$$q_F(t_2) = I_C\,(sat)\,\tau_F = \tag{22.24}$$

$$= 10 \times 0{,}4 = 4 \text{ pC}.$$

Aceste rezultate sînt sintetizate în tabelul 22.5

Așa cum s-a observat mai sus, în regiunea activă $i_B(t)$ este aproape constant și egal cu 0,94 mA. Astfel, ecuația (22.22) se reduce la :

$$0{,}94\,(t_2 - t_1) = 4 + 1{,}6 + 20{,}3$$

sau timpul de creștere este :

$$t_r = t_2 - t_1 = \frac{25{,}9}{0{,}94} = 27{,}6 \text{ ns}.$$

Valoarea corespunzătoare obținută pe calculator este, din fig. 22.8 :

$$t_r = 31 \text{ ns}.$$

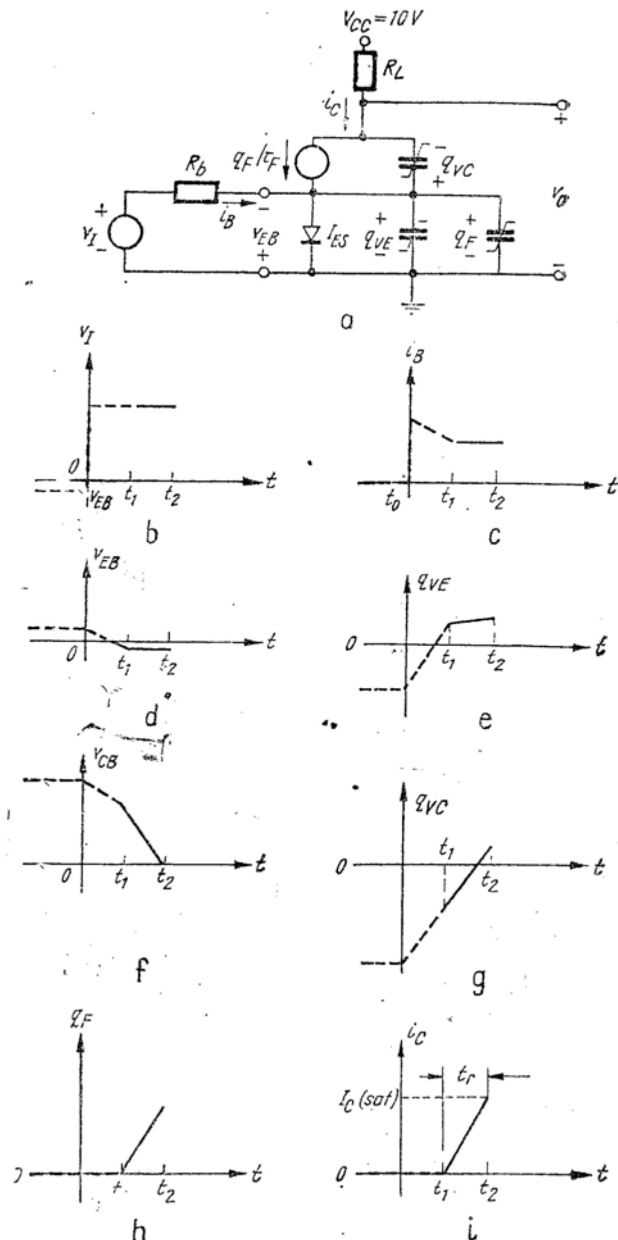


Fig. 22.11. Schițe aproximative pentru tranziția prin regiunea activă. Tranzistorul intră în regiunea de saturație la $t = t_2$. Pentru $t_0 < t < t_2$ componenta inversă a sarcinii în exces în regiunea bazei este aproximativ zero:

a — circuitul echivalent pentru regiunea activă; *b* — tensiunea de intrare, *c* — curentul de bază, *d* — tensiunea emitor-bază, *e* — sarcina regiunii de sarcină spațială la joncțiunea emitorului, *f* — tensiunea colector-bază, *g* — sarcina regiunii de sarcină spațială la joncțiunea colectorului. *h* — componenta directă a sarcinii de bază. *i* — curentul de colector.

Noi ne așteptăm ca soluția aproximată să producă un timp de creștere mai mic decît cel dat de soluția pe calculator pentru că recombinarea, pe care o neglijăm, va face tranziția *mai lentă*. O parte din curentul de bază trebuie să fie folosit pentru a alimenta această recombinare, reducînd curentul disponibil pentru încărcarea capacităților [vezi ecuația (22.21 a)].

Tabelul 22.5

Sarcina în picocoulombi pentru circuitul din fig. 22.7

Timpul	q_{VE}	Δq_{VE}	q_{VC}	Δq_{VC}	q_F	Δq_F
t_0	−5,5		−22,9		0	
		+6,6		+3,7		0
t_1	1,1		−19,2		0	
		+6,1		+20,3		+4
t_2	2,7		+1,1		4	

Putem estima recombinarea presupunînd o creștere liniară a lui q_F cu timpul, între t_1 și t_2. Pe această bază pierderea de sarcină prin recombinare este:

$$q_{\cdot st} = \frac{1}{\tau_{BF}} \int_{t_1}^{t_2} q_F \, dt =$$

$$= \left(\frac{4}{0{,}4 \times 75} \right) \left(\frac{27{,}6}{2} \right) = 1{,}8 \text{ pC}$$

care are un efect de 7% asupra calculelor noastre aproximative.

22.3.3. Regiunea de saturație

Pentru că curentul de bază este mai mare decît cel necesar să comande tranzistorul în saturație, așa cum am găsit în paragraful 22.3.2, sarcina în exces în bază, $q_B = q_F + q_R$, continuă să crească un interval de timp anumit după timpul t_2 (cînd tranzistorul intră în saturație). Specific, q_F și q_R acumulate pînă cînd se atinge viteza netă de recombinare sînt aproape egale cu curentul de bază. În acest timp, *toate variabilele externe*, i_B, i_C, v_{EB} și v_{CB} *sînt aproape constante*. Totuși, formele de undă exacte ale variabilelor interne q_F și q_R nu sînt prea importante. Dar noi trebuie să cunoaștem suma $q_F + q_R$ la t_3, momentul dispariției impulsului de intrare, pentru că aceasta influențează direct timpul de comutare inversă a curentului, așa cum vom vedea în paragraful următor.

Pentru că tensiunile joncţiunilor sînt virtual constante, q_{VE} şi q_{VC} nu se schimbă şi deci pot fi omise din model. Astfel, putem forma modelul de circuit pentru regiunea de saturaţie, reprezentat în fig. 22.12.

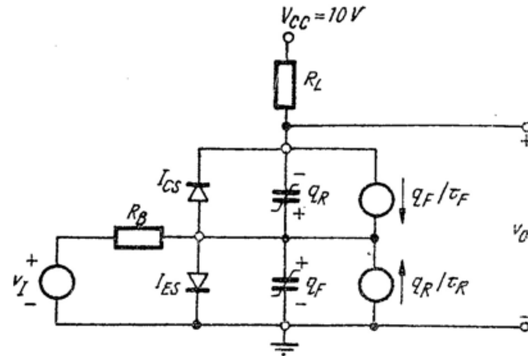


Fig. 22.12. Circuitul echivalent al inversorului folosind modelul cu control prin sarcină în regiunea de saturaţie pentru tranzistor.

Poate cel mai simplu mod de a determina sarcina totală stocată $q_F + q_R$ la momentul t_3 este de a calcula sarcina de saturaţie q_S folosind ecuaţia (21.51):

$$i_B - \frac{I_C(sat)}{\beta_F} = \frac{dq_S}{dt} + \frac{q_S}{\tau_S}. \qquad (22.25)$$

Reamintim din ecuaţia (21.49 b) că constanta de timp de saturaţie este:

$$\tau_S = \frac{\tau_{BF}(\beta_R + 1) + \tau_{BR}\,\beta_F}{\beta_F + \beta_R + 1} \qquad (22.26)$$

$$= \frac{30(8) + (70)(75)}{75 + 7 + 1} = 66 \text{ ns}.$$

Pentru că impulsul de tensiune de intrare are durata de 1 μs şi suma timpilor de întîrziere şi de creştere este de numai 35,2 ns, este timp suficient ca tranzistorul să ajungă în starea staţionară de saturaţie ($5\tau_S < 1000 - t_d - t_r$). Deci $q_S(t_3)$ este sarcina staţionară q_S din ecuaţia (22.25).

$$q_S(t_3) = q_S \text{ (starea staţionară)} =$$

$$= (66)\left(0{,}94 - \frac{10}{75}\right) = 53{,}5 \text{ pC}.$$

Deci sarcina în bază la momentul t_3 este:

$$q_B(t_3) = q_F + q_R = q_S + q_{BO} = 53{,}5 + 4 = 58{,}5 \text{ pC}.$$

Aceste calcule sînt confirmate de calculele făcute pe calculator şi reprezentate în fig. 22.8, care arată că tranziţiile lui q_F şi q_R s-au terminat substanţial în 350 ns, cu o sarcină finală în bază de $q_B(t_3) = 6{,}3 + 50{,}9 = 57{,}2$ pC.

22.3.4. Întîrzierea de stocare

În starea staţionară *de conducţie*, tranzistorul comutator are un curent de bază constant I_B şi un curent de colector constant $I_C\,(sat)$. Tranziţia în starea de blocare este iniţiată prin inversarea curentului de bază astfel încît purtătorii în exces sînt evacuaţi din bază, şi prin terminalul de bază, şi prin recombinare.

Tranziţia inversă poate fi divizată convenabil în trei intervale, aşa cum s-a indicat prin formele de undă aproximative, schiţate în fig. 22.13.

1. Pentru că în acest exemplu starea *de conducţie* corespunde regiunii de saturaţie, există un interval de timp în care purtătorii în exces sînt evacuaţi din bază, deşi nu există nici o schimbare a curentului de colector. Acest interval se termină cînd q_R (şi q_S) devin egale cu zero, moment în care joncţiunea de colector iese din polarizare directă şi tranzistorul iese din regiunea de saturaţie şi intră în regiunea activă. Vom nota cu t_{sd} durata acestui *interval de întîrziere de stocare*. Variaţiile sarcinilor din regiunile de sarcină spaţială sînt, desigur, neglijabile în timpul acestui interval, pentru că tensiunile terminale sînt aproape constante.

2. Evacuarea permanentă a sarcinii în exces din bază face ca i_C să scadă în amplitudine pe măsură ce tranzistorul traversează regiunea activă. Intervalul de timp corespunzător, care se termină cînd tranzistorul intră în regiunea de blocare se numeşte *timp de cădere* t_f.

3. Curentul de bază de blocare continuă să evacueze purtătorii majoritari din straturile de sarcină spaţială şi astfel să crească mărimile sarcinilor regiunilor de sarcină spaţială q_{VC} şi q_{VE}. Starea staţionară este atinsă cînd tensiunile joncţiunilor ating valorile statice care corespund stării de blocare. Curentul de bază de blocare nu poate fi, desigur, menţinut în regiunea de blocare. Deci, curentul de bază trebuie să cadă la zero cînd tranziţia este terminată.

În evaluarea întîrzierii de stocare, este desigur posibil să se lucreze în termeni de componente directe şi inverse ale sarcinii din bază şi să se determine timpul necesar pentru a reduce q_R la zero. Totuşi, din nou este în general mai convenabil să se lucreze în termeni de q_S şi τ_S. Timpul de întîrziere de stocare t_{sd} este obţinut prin rezolvarea ecuaţiei (22.25) pentru $q_S(t)$, cu condiţia iniţială $q_S(t_3) = 53{,}5$ pC şi calculîndu-se momentul de timp la care $q_S(t)$ devine zero.

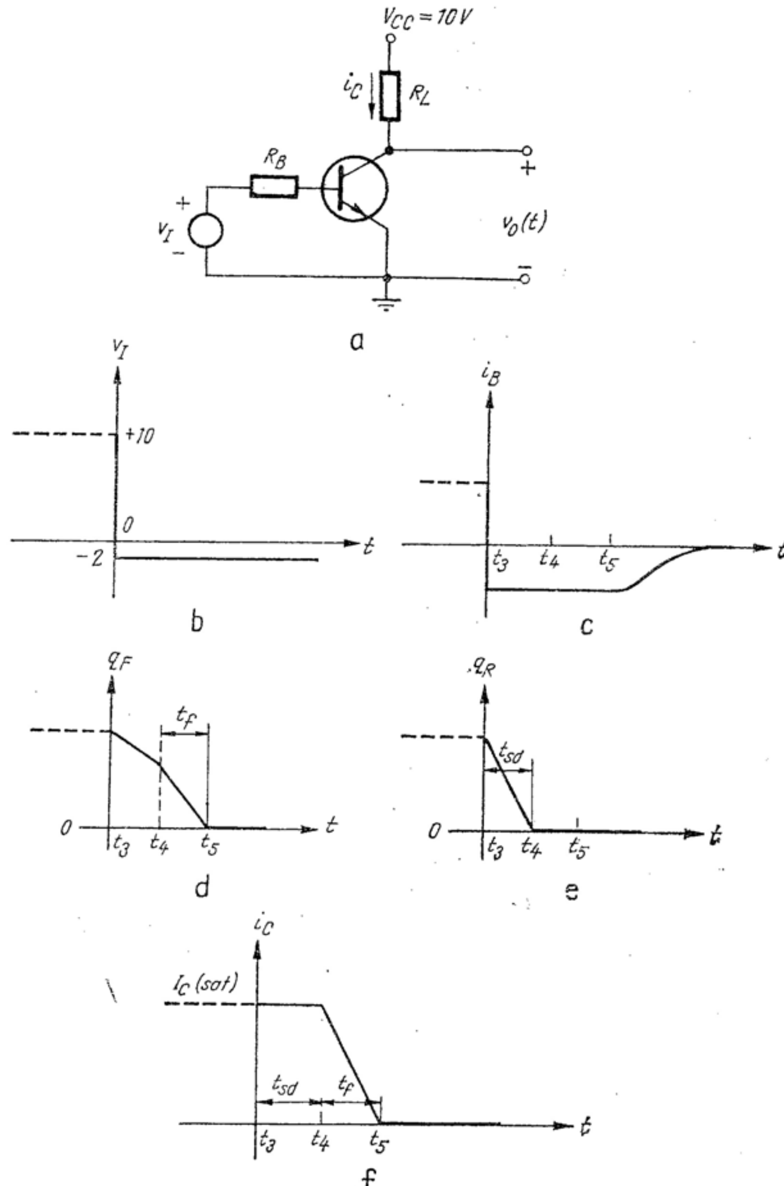


Fig. 22.13. Schițele aproximative care arată tranziția din conducție în blocare. Cînd curentul de bază se inversează la $t = t_3$, q_S începe să scadă. Tranzistorul intră în regiunea activă la $t = t_4$ și în regiunea de blocare la $t = t_5$:

a — circuitul; *b* — sursa de tensiune; *c* — curentul de bază; *d* — sarcina directă; *e* — sarcină inversă; *f* — curentul de colector.

Întrucît, începînd din t_3, v_I este negativ, curentul de bază își schimbă brusc semnul în t_3. Din fig. 22.12 este evident că v_{EB} rămîne fixat la aproximativ −0,6 V, atîta timp cît q_F este pozitiv. Astfel:

$$i_B = \frac{-2-0{,}6}{10} = -\,0{,}26 \text{ mA}.$$

Substituind aceste valori în ecuația 22.25, obținem:

$$-\,0{,}26 - \frac{10}{75} = \frac{q_S}{66} + \frac{\mathrm{d}q_S}{\mathrm{d}t} \qquad (22.27)$$

Se observă că q_S este evacuat și prin curentul de bază negativ, și prin recombinare (vezi problema P. 22.5). Astfel, aplicînd un semnal v_I negativ în timpul blocării, va fi micșorat apreciabil timpul de blocare [1]. Curentul de bază negativ din timpul comutării inverse este totdeauna denumit *supracomandă la blocare*. Din ecuație, vedem că $q_S(t)$ este o exponențială negativă, așa cum se arată în fig. 22.14, cu o valoare finală (niciodată atinsă pentru că tranzistorul își schimbă starea) de:

$$q_S(final) = -\left(0{,}26 + \frac{10}{75}\right)(66) = -\,26 \text{ pC}.$$

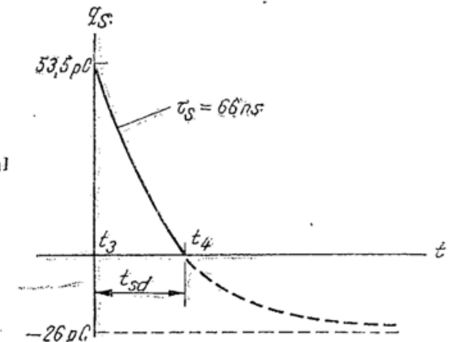


Fig. 22.14. Scăderea lui q_S, care arată timpul de întîrziere de stocare t_{sd}.

Așa cum se observă din fig. 22.14, putem găsi timpul de întîrziere de stocare prin rezolvarea pentru t_{sd}, a ecuației:

$$26 = (53{,}5 + 26)\, e^{-t_{sd}/66}$$

[1] Acest efect poate fi arătat prin demonstrațiile experimentale de curs discutate în paragraful 22.7.

Deci timpul de întîziere de stocare este :

$$t_{sd} = 66 \ln \frac{79{,}5}{26} = 74 \text{ ns}.$$

Din fig. 22.8, timpul de întîrziere de stocare corespunzător soluției pe calculator este 76 ns, ceea ce concordă perfect cu soluția noastră aproximativă.

Trebuie să fie clar din calculul precedent și în particular din fig. 22.14, că reducerea lui $q_S(t)$ va reduce timpul de întîrziere de stocare. Putem reduce $q_S(t_3)$, reducînd amplitudinea impulsului de intrare, astfel încît tranzistorul nu este comandat prea adînc în saturație, dar atunci va crește timpul de comutare directă. De asemenea, reamintim din paragraful 22.2.3 că supracomanda este necesară pentru a asigura saturația în orice condiții de curent și de mediu.

Timpul de întîrziere de stocare poate fi de asemenea redus prin creșterea supracomenzii la comutarea inversă. Totuși, cînd această supracomandă este produsă printr-un impuls de intrare cu palier negativ de cîțiva volți, așa cum este în cazul de față (vezi fig. 22.7), timpul de întîrziere t_2 inițial crește, pentru că trebuie furnizată o sarcină mai mare q_{VE} și q_{VC} regiunilor de sarcină spațială, înainte ca tranzistorul să intre în regiunea activă. (O metodă mai bună de furnizare a supracomenzii este discutată în paragraful 22.4). Aceste metode de reducere a timpului de întîrziere la stocare și interacțiunile care rezultă cu alți timpi de comutație, pot fi arătate în modul cel mai direct prin demonstrația experimentală discutată în paragraful 22.7.

22.3.5. Timpul de cădere

Evaluarea timpului de cădere este în întregime analogă cu analiza timpului de creștere din paragraful 22.3.2. Dacă există supracomandă suficientă la comutarea inversă, noi putem neglija frecvent componenta de recombinare a curentului de bază. Pe această bază se poate găsi timpul de cădere t_f din expresia :

$$\int_{t_4}^{t_5} i_B(t)\, dt \approx [q_F(t_5) - q_F(t_4)] + [q_{VE}(t_5) - q_{VE}(t_4)] + $$
$$+ [q_{VC}(t_5) - q_{VC}(t_4)]$$

unde t_4 este momentul intrării în regiunea activă și t_5 este timpul cînd q_F cade la zero. Se poate arăta că Δ_q pe durata timpului de cădere va avea

aceeași mărime cu Δ_q pe durata timpului de creștere. Astfel, ecuația integrală se reduce la :

$$\int_{t_4}^{t_5} (-0{,}26)\, dt = -25{,}9$$

și timpul de cădere t_f este :

$$t_f = t_5 - t_4 = \frac{25{,}9}{0{,}26} = 99 \text{ ns}.$$

Soluția pe calculator indică că timpul de cădere este :

$$t_f = 154 - 76 = 78 \text{ ns}.$$

Neglijarea recombinării produce o eroare semnificativă (20 %) aici, pentru că regiunea activă nu este traversată suficient de rapid (vezi problema P.22.6) Trebuie să observăm că recombinarea face ca tranzistorul să comute invers mai rapid decît au indicat calculele noastre aproximative

Dacă tranziția inversă este inițiată simplu prin reducerea la zero curentului de bază, așa cum se întîmplă în unele circuite de comutație, sarcina de exces din bază scade lent prin recombinare. Timpul de cădere este atunci mult mai lung decît valoarea calculată mai sus. (Vezi problema P. 22.7).

22.3.6. Revenirea în stare staționară

Deși curentul de colector și componentele sarcinii din bază q_F și q_R sînt substanțial nule în t_5, sfîrșitul timpului de cădere, circuitul nu este încă în stare staționară. În plus, este necesar ca sarcinile regiunilor de sarcină spațială să revină la valorile lor inițiale. Timpul necesar ca tensiunile inverse ale joncțiunilor să atingă valorile lor statice din starea de blocare poate fi determinat prin calcularea variației necesare a sarcinilor regiunilor de sarcină spațială, așa cum am făcut la evaluarea timpului de întîrziere din paragraful 22.3.1. Astfel :

$$\int_{t_5}^{t_6} i_B\, dt = \Delta q_V = -10{,}2 \text{ pC}. \qquad (22.28)$$

În timpul acestui interval, i_B nu va fi constant, dar va scădea lent de la $-0,26$ mA la zero. Dacă presupunem arbitrar o scădere liniară, ecuația (22.28) devine:

$$\frac{-0,26}{2}\ (t_6 - t_5) = -10,2 \text{ pC}$$

$$t_6 - t_5 = 78,5 \text{ ns.}$$

Intervalul de timp corespunzător în soluțiile pe calculator este aproximativ 100 ns.

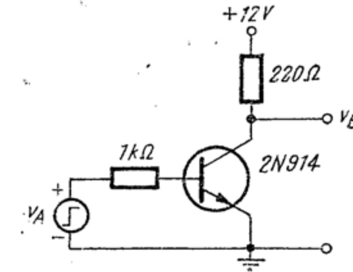
22.4. CONDENSATORUL DE ACCELERARE

Acum, cînd avem o vedere de ansamblu asupra cauzelor întîrzierilor la comutarea directă și inversă, să încercăm să modificăm circuitul inversor pentru a reduce aceste întîrzieri.

Așa cum am văzut în paragraful precedent, o cauză principală de distorsiune a formei impulsului și a reducerii vitezei de comutare este sarcina suplimentară q_S stocată în regiunea bazei în starea de conducție. Această sarcină trebuie să fie evacuată sau prin recombinare, sau printr-o comandă inversă în bază, înainte ca tranzistorul să poată ieși din saturație. Oscilograma din fig. 22.15 a unui răspuns tranzitoriu tipic al unui circuit inversor ilustrează acest fenomen. În acest caz, pentru care curentul de bază static în starea de conducție este considerabil mai mare decît valoarea minimă necesară pentru saturație, timpul de întîrziere de stocare este de aproximativ 40 ns. Timpul de cădere este de aproximativ 80 ns. Aceste efecte produc o distorsiune mare față de impulsul de intrare de 40 ns.

Din paragraful 22.3.4 vedem că timpul de întîrziere de stocare poate fi redus prin furnizarea unui curent invers de bază (supracomandă inversă) care evacuează purtătorii în exces din bază, crescînd astfel viteza de scădere a lui q_F (sau q_S). În acest exemplu, supracomanda de comutare directă a fost furnizată prin polarizarea impulsului de intrare ca în fig. 22.7. O metodă mai bună de a furniza supracomanda la comutarea inversă este de a conecta în paralel pe rezistența din bază un *condensator de accelerare*, așa cum am discutat în paragraful 8.22 și cum s-a arătat în fig. 22.16. În starea *de conducție*, tensiunea pe condensator este $I_B R$, astfel încît capacitatea acumulează o sarcină $I_B RC$. Dacă C este ajustat astfel încît sarcina din condensator să fie egală sau mai mare decît sarcina în exces *totală* prin bază în starea *de conducție*, impulsul de curent care rezultă din descărcarea lui C cînd impulsul de tensiune de intrare cade, evacuează foarte rapid sarcina în exces din bază, reducînd astfel și întîrzierea de

stocare și timpul de cădere. Pentru experimentul ilustrat în fig. 22.16, timpul de întîrziere la stocare se reduce la cîteva nanosecunde, iar timpul de cădere la circa 20 ns.



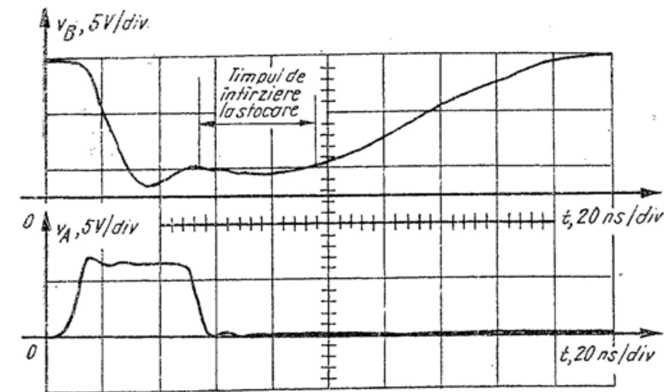
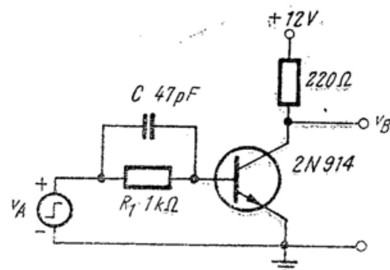


Fig. 22.15. Timpul de întîrziere de stocare într-un circuit de comutație cu tranzistorul saturat:
a – circuitul; *b* – formele de undă de intrare și ieșire.

Condensatorul de accelerare furnizează de asemenea un impuls de curent de comandă în conducție cînd tranzistorul este comutat direct, reducînd astfel timpul de întîrziere și timpul de creștere. Acest ultim efect a fost de asemenea discutat în paragraful 8.2.2.

Formele de undă din fig. 22.16 și discuția referitoare la ele se bazează pe ipotezele că impulsul de intrare are timpi de creștere și de cădere care sînt neglijabili de mici comparativ cu timpii de răspuns ai tranzistorului și că generatorul de impuls poate furniza un impuls de curent asociat

cu componentele în impuls ale comenzii pe bază. Nici una din aceste condiții nu este satisfăcută de multe circuite de comutare practice, în particular cînd tranzistorul studiat este comandat de alt tranzistor. În asemenea cazuri, impulsurile de comandă au timpi de creștere și de cădere



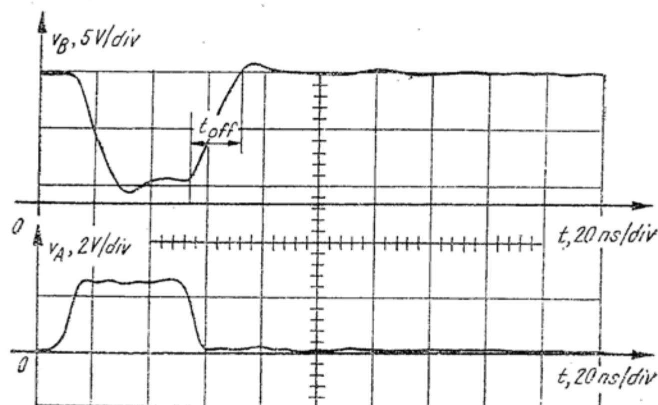


Fig. 22.16. Reducerea timpului de întîrziere de stocare cu ajutorul unui condensator de accelerare. Se observă că timpul total de comutare invers a t_{off}, este mult mai mic cu condensator de accelerare:

a – circuitul; *b* – formele de undă de intrare și ieșire.

care sînt comparabili cu timpul de răspuns al tranzistorului comandat și impulsurile de curent de comandă sînt limitate de circuit. Aceste subiecte vor fi discutate în capitolul 23.

22.5. DETERMINAREA PARAMETRILOR MODELULUI CU CONTROL PRIN SARCINĂ

Sîntem acum în situația de a discuta metodele de determinare a opt parametri de control prin sarcină τ_F, τ_R, τ_{BF}, τ_{BR}, Q_{FO}, Q_{RO}, K_E și K_C și prin măsurări directe, și prin calcule pe baza informațiilor furnizate de foile de catalog ale fabricanților. Pentru că modelul comenzii prin sarcină este prin definiție un model de semnal mare aplicabil din blocare în saturație, parametrii modelului se presupun constanți în tot domeniul de funcționare și independenți de tensiune și curent.

22.5.1. Determinarea parametrilor prin măsurare directă

Așa cum s-a subliniat în capitolul 12, există multe metode de măsură a unui parametru oarecare al unui tranzistor dat, dar pentru simplitate și precizie, măsurarea trebuie făcută astfel încît să includă un număr minim absolut de parametri, alții decît cel dorit. Acest principiu este urmat cît mai mult posibil în procedeele de măsură descrise mai jos.

Măsurarea lui τ_{BF} și τ_F. Evident parametrii sînt asociați cu injecția directă de sarcină în bază, astfel încît este rezonabil să determinăm acești parametrii prin funcționarea tranzistorului în *regiunea activă directă*. Ideea de bază pentru măsurarea lui τ_{BF} este conținută în paragraful 8.2.2. și fig. 8.9. Acolo s-a arătat că dacă a fost inclus un condensator de accelerare C în circuitul de comandă a bazei, așa cum s-a indicat în fig. 22.17, se poate obține o formă de undă dreptunghiulară pentru curentul de colector de răspuns prin ajustarea îngrijită a lui C și R. Pentru a micșora influența lui q_{VE}, comandăm tranzistorul în regiunea activă permanent ($|V_{EB}|$ mai mare decît circa 0,4 V). Mai mult, noi lucrăm cu rezistențe de colector R_2 foarte mici (10 Ω sau mai mici) pentru a micșora variațiile lui v_{CB}, deci q_{VC}. Pe această bază, ecuațiile modelului cu control prin sarcină pentru un tranzistor *npn* se reduc la:

$$i_B \approx \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{dq_F}{dt} \tag{22.29}$$

$$i_C \approx \frac{q_F}{\tau_F}. \tag{22.30}$$

Dacă variația în treaptă a lui v_S este de cîțiva volți, orice mică variație a lui v_{EB} poate fi neglijată. Variația în treaptă a curentului de bază este atunci:

$$\Delta i_B \approx \frac{v_S\,(final) - v_S\,(inițial)}{R_1} = \frac{\Delta V}{R_1} \tag{22.31}$$

şi sarcina livrată de C în baza tranzistorului este:

$$Q = C\,\Delta V. \tag{22.32}$$

Se observă că simbolul Δ este folosit pentru a nota o schimbare a variabilei, adică valoarea finală minus valoarea iniţială, dar în acest context *nu există nici o restricţie asupra dimensiunii schimbării*. În majoritatea cazurilor schimbările vor fi mari. Dacă R_1 şi C sînt ajustate corespunzător, i_C şi v_{CE} urmăresc nişte variaţii în treaptă; altfel, aşa cum s-a indicat în figură, apar forme de undă de răspuns cu timpi de creştere şi descreştere finiţi. Din condiţia de a avea un răspuns i_C în treaptă, ştim din ecuaţia (22.30) că q_F trebuie de asemenea să urmărească o variaţie în treaptă. Aşa cum s-a subliniat în paragraful 8.2.2, capacitatea C injectează suficientă sarcină în bază la $t = 0$ pentru a determina această treaptă a lui q_F, iar rezistenţa R_1 furnizează o cantitate suficientă de curent de bază pentru a menţine această sarcină în regim staţionar, în prezenţa recombinării. Astfel:

$$C\,\Delta V = \Delta q_F. \tag{22.33}$$

Din ecuaţia (22.29), variaţia în treaptă a curentului de bază este legată de Δq_F prin:

$$\Delta i_B = \frac{\Delta q_F}{\tau_{BF}}. \tag{2.34}$$

Astfel din ecuaţiile (22.31), (22.33) şi (12.34) avem:

$$\tau_{BF} = R_1 C. \tag{22.35}$$

Concludem că τ_{BF} poate fi găsit prin ajustarea lui R_1 şi v_S din fig. 22.17, astfel încît tranzistorul stă în regiunea activă în timpul tranziţiei, şi prin ajustarea lui C pentru a obţine o tensiune de ieşire în treaptă. În aceste condiţii τ_{BF} este egal cu produsul $R_1\,C$.

Aşa cum s-a notat mai sus, pentru ajustarea corectă a lui R_1 şi C, şi tensiunea şi curentul de colector trebuie să urmărească o schimbare în treaptă la $t = 0$. Variaţia treaptă a tensiunii de colector va fi:

$$\Delta v_{CE} = \Delta i_C\, R_2. \tag{22.36}$$

Astfel din ecuaţiile (22.30), (22.36) şi (22.33) obţinem o relaţie simplă pentru determinarea lui τ_F:

$$\tau_F = -R_2\, C \frac{\Delta V}{\Delta v_{CE}} \tag{22.37}$$

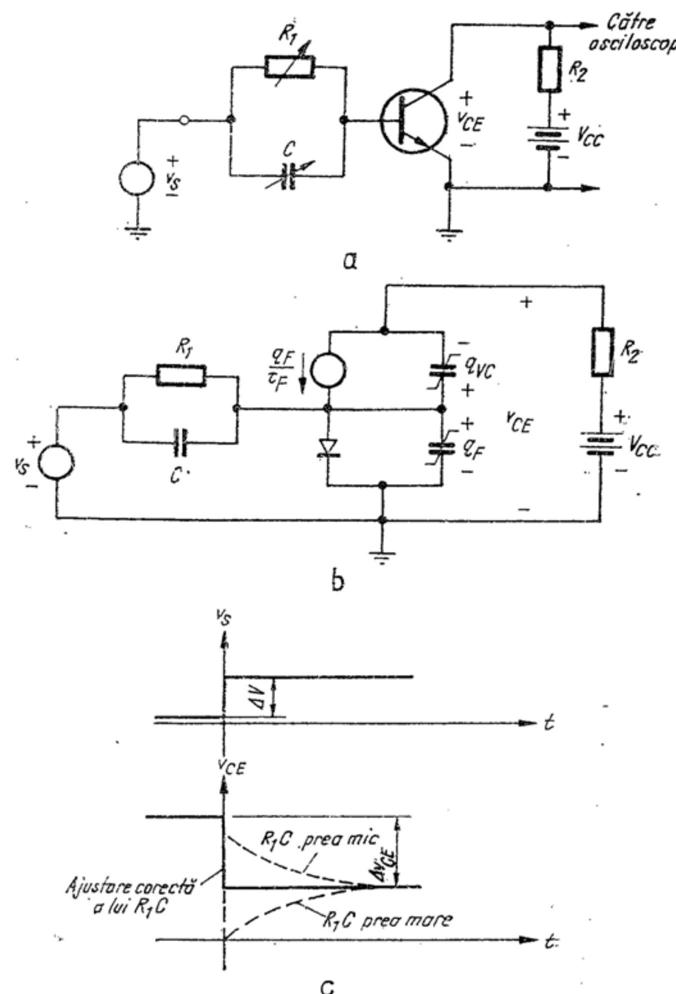


Fig. 22.17. Măsurarea lui τ_{BF} şi τ_F:
a — circuitul; *b* — circuitul echivalent; *c* — forme de undă.

Se observă că dacă avem un osciloscop cu un cap de probă de curent de sensibilitate şi bandă suficiente, atunci R_2 din fig. 22.17 poate fi adus la zero şi curentul de colector măsurat direct. În acest caz, expresia pentru determinarea lui τ_F devine

$$\tau_F = \frac{C\,\Delta V}{\Delta i_C} \tag{22.38}$$

Aceste metode de măsură necesită ajustarea rezistenţei R_1 sau a capacităţii C. Pentru a obţine valoarea necesară a parametrului sarcinii, trebuie măsurate valorile rezistenţei şi capacităţii fără ca elementele să fi fost calibrate în prealabil. Adeseori este mai convenabil să modificăm tehnica de măsură aşa cum se arată în fig. 22.18. Acum pot fi folosite valorile fixate pentru R_1 şi C, dar sînt necesare două generatoare de impulsuri sincronizate. Determinările parametrilor se reduc atunci la măsurarea lui v_1 şi v_2 cu osciloscopul. Cînd s-a făcut ajustarea pentru condiţii corecte de comandă în bază, avem, presupunînd $R \gg R_1$:

$$\tau_{BF} = R_2\, C\, \frac{\Delta v_2}{\Delta v_1} \tag{22.39}$$

$$\tau_F = -\,R_2\, C\, \frac{\Delta v_2}{\Delta v_{CE}} \tag{22.40}$$

$$\beta_F = \frac{\tau_{BF}}{\tau_F} = -\frac{R_1}{R_2}\cdot\frac{\Delta v_{CE}}{\Delta v_1}. \tag{22.41}$$

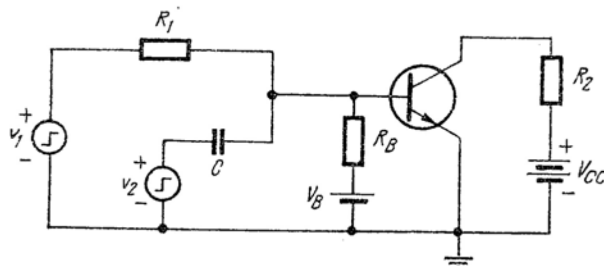


Fig. 22.18. Circuitul modificat pentru măsurarea lui τ_{BF} şi τ_F.

În toată discuţia noastră, s-a presupus că este disponibil un generator de impulsuri treaptă de tensiune, de impedanţă internă nulă. Este important ca aceste caracteristici ale generatorului de comandă a bazei să fie

cît mai apropiate de cele cerute de tranzistorul testat. Cerinţele sînt următoarele:

1. Timpul de creştere al generatorului de tensiune, trebuie să fie mic comparativ cu τ_{BF}; preferabil, timpul de creştere nu trebuie să fie mai mult de o treime din acest parametru (reamintim că timpii de creştere ai circuitelor care nu interacţionează se adună pătratic).

2. Rezistenţa internă a generatorului trebuie să fie astfel încît nivelele de tensiune ale generatorului să fie afectate neglijabil de curenţii de comandă livraţi. De asemenea, constanta de timp formată de rezistenţa internă a generatorului v_2 şi C nu trebuie să fie mai mare decît timpul de creştere al tensiunilor generatoarelor, preferabil mai mic.

De asemenea, este necesar, aşa cum s-a discutat deja, ca tensiunile generatoarelor să fie mari comparativ cu excursia de tensiune a lui V_{BE}.

Măsurarea lui τ_{BR} şi τ_R. Parametrii modelului cu control prin sarcină, τ_{BR} şi τ_R, legaţi de funcţionarea în regim inversat a tranzistorului, pot fi măsuraţi prin metodele descrise mai sus, numai prin interschimbarea terminalelor de colector şi emitor ale tranzistorului. Pentru că β_R este de obicei cu unul sau două ordine de mărime mai mic decît β_F, va fi necesar un osciloscop mai sensibil pentru parametrii inverşi, decît pentru parametrii direcţi.

Măsurarea lui Q_{FO}, Q_{RO}. Parametrii Q_{FO}, Q_{RO}, constantele din expresiile lui q_F şi q_R [ecuaţiile (22.13)] sînt legate direct de parametrii modelului Ebers-Moll prin ecuaţia (22.14):

$$Q_{FO} = \alpha_F\, I_{ES}\, \tau_F \tag{22.42 a}$$

$$Q_{RO} = \alpha_R\, I_{CS}\, \tau_R. \tag{22.42 b}$$

Astfel, măsurarea parametrilor Ebers-Moll aşa cum s-a discutat în paragraful 21.5, împreună cu măsurarea lui τ_F şi τ_R, aşa cum s-a discutat mai sus, vor permite determinarea valorilor dorite pentru Q_{FO} şi Q_{RO}. Pentru că q_F şi q_R interesează numai în regiunile activă şi de saturaţie, parametrii I_{ES} şi I_{CS} din ecuaţia (22.42) trebuie să fie măsuraţi cu joncţiunile polarizate direct.

Măsurarea lui K_E, K_C. Pentru că q_{VE} şi q_{VC} interesează în principal în condiţii de polarizare inversă, măsurarea constantelor asociate K_E şi K_C trebuie să se facă cu dioda corespunzătoare polarizată invers. O metodă convenabilă în particular este de a măsura capacitatea la semnal mic a joncţiunii la o tensiune oarecare de polarizare inversă. Relaţiile corespunzătoare vor fi dezvoltate acum.

Ştim din ecuaţia (4.40 a) că pentru o joncţiune dopată neuniform (liniar):

$$q_V = K\,[\psi_0^{2/3} - (\psi_0 - v)^{2/3}] \tag{22.43}$$

unde $\psi_0 \approx 0{,}5$ V pentru germaniu şi $\psi_0 \approx 0{,}9$ V pentru siliciu. Prin definiţie, capacitatea la semnal mic a joncţiunii, la o anumită tensiune V este $C_j(V) = dp/dt$; din ecuaţia (22.43) găsim că:

$$C_j(V) = \frac{2}{3} K [\psi_0 - V]^{1/3} . \tag{22.44}$$

Deci:

$$K = \frac{2}{3} C_j(V) [\psi_0 - V]^{1/3} . \tag{22.45}$$

Expresia corespunzătoare pentru o joncţiune dopată uniform (abruptă) este:

$$K = \frac{2}{3} C_j(V) (\psi_0 - V)^{1/2} \tag{22.46}$$

(vezi problema P.22.8).

Concludem că K_E şi K_C pot fi determinate prin măsurarea capacităţilor la semnal mic ale joncţiunilor corespunzătoare (care sînt de fapt, capacităţile de intrare şi ieşire cu baza comună C_{ibo} şi C_{obo}), la o anumită tensiune continuă convenabilă V, şi substituind aceste valori în ecuaţia (22.45). Datorită impreciziilor inerente în aproximarea folosită pentru regiunea de barieră, la obţinerea ecuaţiei (22.34) (şi a expresiei corespunzătoare pentru o joncţiune dopată uniform — abruptă—), determinarea lui K va fi mult mai precisă dacă măsurătoarea se face la o tensiune inversă substanţial mai mare ca mărime decît ψ_0.

Pentru a ilustra cele de mai sus, presupunem că joncţiunile tranzistorului difuzat cu siliciu, folosit în paragraful 22.3 au fost specificate în termeni de C_j, decît K, după cum urmează:

$C_{je} = 1{,}7$ pF la o polarizare inversă de 6 V.

Atunci, din ecuaţia (22.46):

$$K_E = \frac{3}{2} \times 1{,}7\ (0{,}9 + 6)^{1/3} = 5 \text{ pF (V)}^{1/3} .$$

22.5.2. Determinarea parametrilor modelului cu control prin sarcină din foile de catalog

Foile de catalog ale fabricanţilor specifică adesea performanţa tranzistorului de comutaţie în termeni de timp de întîrziere, timp de creştere,

timp de stocare şi timp de cădere ca funcţie de curentul de colector şi curentul de bază de comutare directă şi inversă. În fig. 22.19 se dă un set de asemenea date pentru un tranzistor *pnp* difuzat cu siliciu. Evident, măsurările s-au făcut în termeni de curenţi constanţi de bază de comutare directă şi inversă. Dacă o problemă particulară de regim tranzitoriu se conformează acestor cerinţe, pot fi folosite direct aceste caracteristici dinamice pentru a determina timpii de comutare fără vreun calcul al

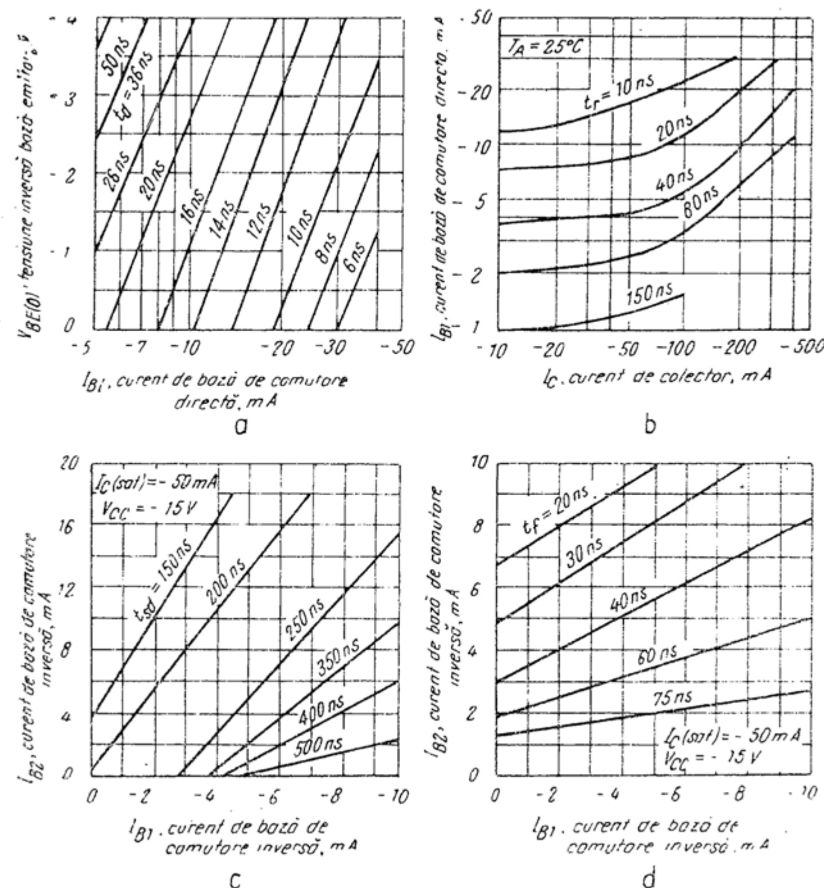


Fig. 22.19. Caracteristicile dinamice ale vitezei de comutaţie pentru un tranzistor *pnp* difuzat cu siliciu:
a — timpul de întîrziere; *b* — timpul de creştere; *c* — timpul de întîrziere de stocare; *d* — timpul de cădere.

lui τ_F, τ_{BF} şi al celorlalţi parametri. Totuşi, în multe circuite de comutaţie, curentul de bază nu este constant şi în asemenea cazuri este necesar să calculăm parametrii modelului cu control prin sarcină din datele din fig. 22.19 şi apoi să calculăm timpii de răspuns cu metodele discutate în paragraful 22.3.

Calculul lui τ_F. Este relativ uşor de calculat τ_F din caracteristicile timpului de creştere din fig. 22.19 b, pentru că expresia timpului de creştere [ecuaţia (22.22)] este foarte simplă dacă curentul de bază este constant. Specific, pentru $i_B(t)$ din ecuaţia (22.22) constant la o valoare I_{B1}, putem rezolva pentru $t_r = t_2 - t_1$ şi substitui $q_F(t_2)$ din ecuaţia (22.24), ca să obţinem:

$$t_r \approx \frac{\tau_F\,|I_C(sat)| + q_{VC}(t_2) - q_{VC}(t_1)}{|I_{B_1}|}. \qquad (22.47)$$

Pentru valori mici ale curentului de colector în saturaţie, ecuaţia (22.47) indică că timpul de creştere va fi determinat în principal de q_{VC}, şi nu de $\tau_F I_C(sat)$ (adică q_F). Pe de altă parte, pentru valori mari ale lui $I_C(sat)$, variaţiile lui q_{VC} trebuie să devină neimportante comparativ cu q_F şi timpul de creştere trebuie să devină liniar în $I_C(sat)$. Ambele aceste trăsături caracteristice se pot vedea în fig. 22.19 b. Evident, trebuie să facem determinarea lui τ_F în partea de curent mare a caracteristicilor, şi pentru simplitate şi pentru precizie. De exemplu, dacă alegem $I_{B_1} = 20$ mA, $I_C(sat) = 200$ mA, obţinem:

$$\tau_F \approx \frac{t_r\,|I_{B_1}|}{|I_C(sat)|} = \frac{20 \times 20}{200} = 2 \text{ ns}.$$

În absenţa altei informaţii despre τ_F într-o foaie de catalog, reamintim din paragraful 21.3.4 că este posibil să se obţină o estimare aproximativă a lui τ_F din datele asupra lui ω_T, pentru că:

$$\tau_F \approx \frac{1}{\omega_T}.$$

Pentru acest tranzistor, în foile de catalog au fost incluse şi caracteristcile de f_T constant, reprezentate în fig. 22.20. Evident, f_T este undeva între 100 şi 200 MHz. Astfel, τ_F trebuie să fie undeva între 0,8 şi 1,6 ns.

Calculul lui τ_{BF}. Cunoscînd τ_F, putem obţine o valoare pentru τ_{BF} folosind relaţia:

$$\frac{\tau_{BF}}{\tau_F} = \beta_F = h_{FE}.$$

Pentru acest tranzistor, h_{FE} este aproximativ 60 pentru curenţi de colector între 1 şi 100 mA, adică:

$$\tau_{BF} \approx 60 \times 2 = 120 \text{ ns}.$$

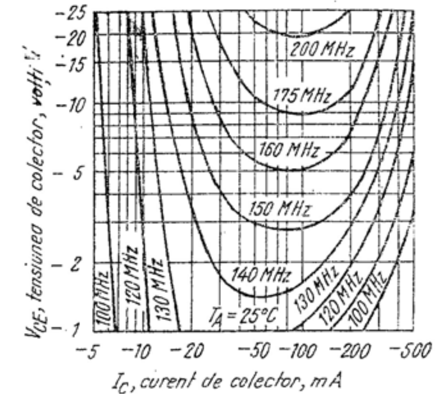


Fig. 22.20. Caracteristicile de f_T = const pentru acelaşi tranzistor cu siliciu ca în fig. 22.19.

Calculul lui τ_S. Pentru că datele asupra parametrilor inverşi τ_R, τ_{BR} şi β_R nu sînt de obicei daţi în foile de catalog, este probabil mai bine să se lucreze funcţie de parametrul modelului cu control prin sarcină τ_S, decît să se încerce să se determine valorile lui τ_R şi τ_{BR}. Determinarea lui τ_S din datele timpului de întîrziere de stocare este relativ simplă din cauza curentului constant de bază la comutarea inversă. Specific, ecuaţia (22.25) va da o scădere exponenţială a lui q_S, care va ajunge la zero în timpul de întîrziere de stocare t_{sd}:

$$t_{sd} \approx \tau_s \ln\left[\frac{|I_{B2}| - |I_{B1}|}{|I_{B2}| - |I_C(sat)|/\beta_F}\right] \qquad (22.48a)$$

(vezi problema P.22.9). Dacă curentul de bază de comutare inversă este suficient de mare, putem extrapola panta iniţială a exponenţialei în $q_S(t)$ (vezi fig. 22.14) şi găsi pentru timpul de stocare:

$$t_{sd} \approx \tau_s\left[\frac{|I_{B1}| - |I_C(sat)|/\beta_F}{|I_{B1}| - |I_{B2}|}\right]. \qquad (22.48b)$$

Astfel:

$$\tau_S \approx \frac{t_{sd}\,(|I_{B1}| - |I_{B2}|)}{|I_{B1}| - |I_C(sat)|/\beta_F} \qquad (22.49)$$

Folosind această ecuație se vor obține din fig. 22.19 c valori ale lui τ_S în domeniul 650 pînă la 1 500 ns.

Calculul lui K_E și K_C. Parametrii K_E și K_C din expresiile regiunilor de sarcină spațială pot fi găsiți din valorile publicate pentru capacitățile la semnal mic ale joncțiunilor. Pentru tranzistorul particular *pnp* difuzat cu siliciu discutat mai sus, această informație despre capacitate este reprezentată grafic așa cum se arată în fig. 22.21. Ideal, valorile lui C_{obo} și ale tensiunii luate oriunde pe curba C_{obo} din fig. 22.21 trebuie să dea aceeași valoare pentru K_C. Totuși, așa cum s-a subliniat deja, rezultă o determinare mai precisă dacă alegem V cît mai mare posibil. Din fig. 22.21, $C_{obo} = 12$ pF la $V = -10$ V, astfel din ecuația (22.45):

$$K_C = \frac{3}{2}\ (12)\ (0{,}9 + 10)^{1/3} = 40\ \text{pF}\ (\text{V})^{1/3}$$

(vezi problema P 22.10)

Calculul lui Q_{FO} și Q_{RO}. Pentru calculul timpilor de comutare aproximativi discutați în paragraful 22.3, trebuie să determinăm numai

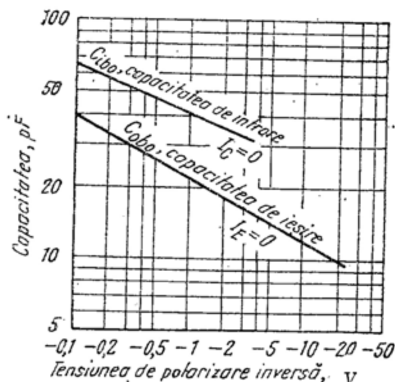


Fig. 22.21. Capacitățile de semnal mic ale joncțiunilor pentru un tranzistor *pnp* difuzat cu siliciu.

τ_F, τ_{BF}, τ_S, K_E și K_C. Totuși, pentru calcule mai exacte, trebuie de asemenea să cunoaștem constantele Q_{FO} și Q_{RO} în expresiile pentru q_F și q_R funcție de tensiune. Așa cum s-a discutat în paragraful 22.5.1, aceste constante pot fi obținute din parametrii Ebers-Moll I_{ES}, I_{CS} și α_F, folosind ecuațiile (22.42). Din păcate, acești parametri nu se dau întotdeauna în datele de catalog, dar se poate face o estimare oarecum judicioasă a lor. Detaliile determinării parametrilor Ebers-Moll din foile de catalog se dau în paragraful 21.5.1.

22.6. SOLUȚIA PE CALCULATOR A ECUAȚIILOR MODELULUI CU CONTROL PRIN SARCINĂ

Este deja clar din exemplele din paragrafele 8.2 și 22.3 că natura profund neliniară a problemei de comutare dinamică a tranzistorului ne obligă să rezolvăm problema cu ajutorul unui calculator numeric, dacă dorim rezultate mai precise decît calculele de primă aproximație. Ecuațiile modelului cu control prin sarcină [ecuațiile (21.20) sau (21.22)] sînt ecuații diferențiale neliniare de ordinul întîi, dacă le exprimăm în funcție de tensiune. Astfel, este necesară o anumită metodă de integrare numerică pentru a le rezolva pentru tensiuni, curenți și sarcini. Există multe asemenea metode. Meritele relative ale diferitelor metode de integrare și problemele de stabilitate și convergență a soluțiilor depășesc scopul acestei cărți[1]. De aceea, noi descriem pe scurt o metodă care poate fi folosită pentru a rezolva problemele sarcinii, recunoscînd faptul că alte metode pot fi mai ușor de folosit sau mai rapide, funcție de facilitățile de calcul disponibile.

22.6.1. Metoda Runge-Kutta (de ordinul patru)

O ecuație diferențială simplă de ordinul întîi pentru un circuit poate fi scrisă sub forma:

$$\dot{v} = \frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = f\,[v] \tag{22.50}$$

unde $f\,[v]$ este o relație neliniară funcție de parametrii circuitului. Un exemplu de asemenea relație ar putea fi găsit prin rezolvarea ecuațiilor (22.12 b), (22.13 b) și (22. 15 b) pentru $\mathrm{d}v_{CB}/\mathrm{d}t$. Ideia de bază a tuturor metodelor de integrare numerică este de a calcula valoarea lui v la momentul t_1 pe baza valorii cunoscute a lui v la momentul t_0. O primă aproximație (metoda lui Euler) poate fi obținută printr-o extrapolare liniară simplă a pantei la t_0, așa cum s-a arătat în fig. 22.22. Ecuația de bază este:

$$v\,(t_1) = v\,(t_0) + h\dot{v}\,(t_0) \tag{22.51}$$

unde h este intervalul de timp între t_0 și t_1. Această expresie nu este nimic mai mult decît primii doi termeni ai dezvoltării lui $v(t)$ în serie Taylor. Metoda Runge-Kutta este o extindere a acestei metode, caracterizată prin

[1] Vezi referința bibliografică 22.1 pentru discutarea acestor probleme, plus o bibliografie extensivă asupra subiectului.

faptul că sînt calculate patru valori ale derivatei (fig. 22.23) și sînt folosite *mediile ponderate* ale acestor pante în ecuația (22.51), pentru a găsi $v(t_1)$ din $v(t_0)$. Întîi, calculăm panta la momentul t_0 din tensiunea inițială cunoscută $v(t_0) = v_0$, folosind ecuația circuitului [ecuația (22.50)]:

$$\dot{v}(t_0) = f[v(t_0)]. \tag{22.52}$$

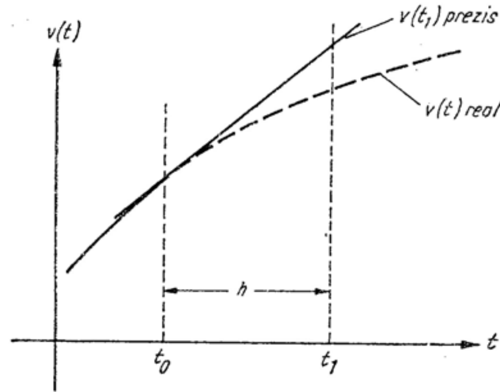


Fig. 22.22. Metoda lui Euler de integrare numerică.

Această pantă este folosită pentru a obține o primă estimare a lui v la momentul t_m, de la jumătatea drumului între t_0 și t_1 (fig. 22.23), folosind metoda lui Euler:

$$v_a(t_m) = v_0 + h\dot{v}(t_0). \tag{22.53}$$

Din această valoare estimare panta la momentul t_m, folosind din nou ecuația circuitului:

$$\dot{v}_a(t_m) = f[v_a(t_m)] = f\left[v_0 + \frac{h}{2}\dot{v}(t_0)\right]. \tag{22.54}$$

Se face apoi a doua estimare a tensiunii și a pantei în $t = t_m$ printr-o aproximare a lui Euler modificată:

$$v_b(t_m) = v_0 + \frac{h}{2}\dot{v}_a(t_m)$$
$$\dot{v}_b(t_m) = f\left[v_0 + \frac{h}{2}\dot{v}_a(t_m)\right]. \tag{22.56}$$

Această pantă este folosită pentru a găsi o primă estimare a tensiunii și pantei la $t = t_1$:

$$v_a(t_1) = v_0 + h\,v_b(t_m) \tag{22.57}$$
$$\dot{v}_a(t_1) = f[v_0 + h\dot{v}_b(t_1)]. \tag{22.58}$$

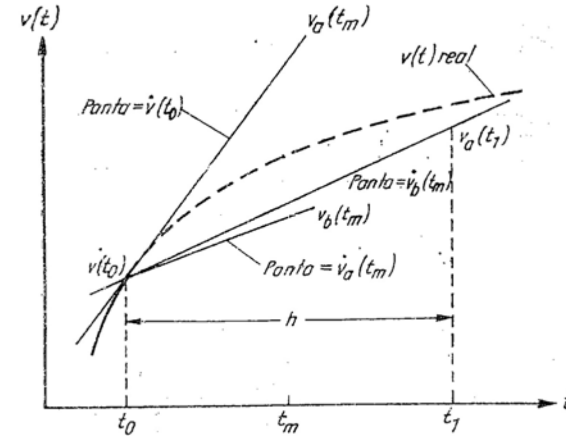


Fig. 22.23. Metoda Runge-Kutta.

În final, valoarea lui v la t_1 este recalculată pe baza mediilor ponderate ale celor patru valori ale derivatei:

$$v(t_1) = v(t_0) + \frac{h}{6}[\dot{v}(t_0) + 2\dot{v}_a(t_m) + 2\dot{v}_b(t_m) + \dot{v}_a(t_1)]. \tag{22.59}$$

Metoda Runge-Kutta este mult mai precisă decît metoda lui Euler, dar, cere mult mai mult timp de calcul pentru că ecuația rețelei [ecuația (22.50)] trebuie rezolvată de patru ori pentru fiecare punct al soluției.

Pentru a ilustra aceste calcule, să calculăm tensiunea de ieșire a unui circuit liniar RC simplu reprezentat în fig. 22.24, ca răspuns la o treaptă de intrare de 1 V. Ecuația diferențială de bază de ordinul întîi a circuitului, corespunzătoare ecuației (22.50), este:

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{CR}(1 - v_o). \tag{22.60}$$

Etapele succesive ale unui calcul numeric a lui $v_o(t)$, folosind metoda lui Euler, ecuația (22.51), sînt reprezentate în Tabelul 22.6. Este de asemenea tabelată soluția exactă (ușor de obținut în acest exemplu liniar simplu).

Este interesant de notat că dimensiunile de pas de integrare de ordinul unei constante de timp a circuitului produce erori de 30% în soluţie, iar o dimensiune a pasului mai mare de două constante de timp produce o soluţie instabilă.

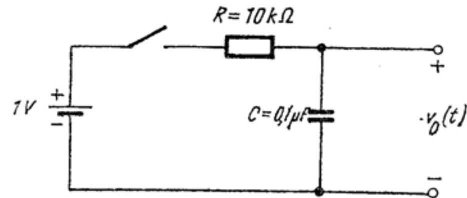


Fig. 22.24. Circuit RC cu $\tau = 1$ ns. Comutatorul se închide la $t = 0$.

În tabelul 22.7 sînt prezentate rezultatele unei soluţii bazate pe metoda Runge-Kutta. De notat că în acest caz integrarea numerică dă erori de 1% pentru un pas de integrare de ordinul unei constante de timp. Pentru pasul de integrare egal cu trei constante de timp, soluţia diverge monoton. În concluzie, pentru a obţine o soluţie stabilă trebuie să luăm paşi de integrare mai mici decît cea mai mică constantă de timp a circuitului echivalent, adică mai mică decît τ_F.

22.6.2 Exemplu : Inversorul simplu

Pentru majoritatea metodelor de integrare numerică, inclusiv metoda Runge-Kutta, trebuie să avem ecuaţii de forma :

$$\frac{dv_n}{dt} = f(v_1, v_2, \ldots\ldots, v_n). \tag{22.61}$$

Este desigur posibil să rearanjăm ecuaţiile reţelei pentru un inversor simplu, [ecuaţiile (22.9) pînă la (22.12)] în această formă. Totuşi, este de dorit să scriem ecuaţiile sub forma ecuaţiei (22.61), denumită *forma variabilei de stare*, de la început. Formularea variabilei de stare poate fi obţinută printr-o extindere simplă a metodei nodului variabil de scriere a ecuaţiilor reţelei.

În fig. 22.25 *a* şi *b* se reprezintă circuitul pentru inversorul simplu şi circuitul echivalent corespunzător, folosind modelul complet cu control prin sarcină pentru a reprezenta tranzistorul. Alegem ca variabile independente în analiză, variabilele asociate cu elementele care stochează energie,

Tabelul 22.6

Calculul lui v_o (t) din fig. 22.4 prin metoda lui Euler (unităţile de măsură sînt V)

Timpul	$v(t_0)$	$\dot{v}(t_0)$	$v_0(t_1)$ [ecuaţia (22.51)]	$v_0(t_1)$ (exact)
1	2	3	4	5
Pasul de integrare $h = 0,5$ ms				
0,5	0,000000	1,000000	0,500000	0,393469
1,0	0,500000	0,500000	0,750000	0,632121
1,5	0.750000	0,250000	0,875000	0,776870
2,0	0,875000	0,125000	0,937500	0,864665
2,5	0,937500	0,062500	0,968750	0,917915
3,0	0,968750	0,031250	0,984375	0,950213
3,5	0,984375	0,015625	0,992188	0,969803
4,0	0,992188	0,007813	0,996094	0,981684
4,5	0,996094	0,003906	0,998047	0,988891
5,0	0,998047	0,001953	0,999023	0,993262
Pasul de integrare $h = 1$ ms				
1,0	0,000000	1,000000	1,000000	0,632121
2,0	1,000000	0,000000	1,000000	0,864665
Pasul de integrare $h = 1,5$ ms				
1,5	0,000000	1,000000	1,500000	0,776870
3,0	1,500000	−0,500000	0,750000	0,950213
4,5	0,750000	0,250000	1,125000	0,988891
6,0	1,125000	−0,025000	0,937500	0,997521
7,5	0,937500	0,062500	1,031250	0,999447
9,0	1,031250	−0,031250	0,984375	0,999877
10,5	0,984375	0,015625	1,007813	0,999972
Pasul de integrare $h = 2$ ms				
2,0	0,000000	1,000000	2,000000	0,864665
4,0	2,000000	−1,000000	1,000000	0,981684
6,0	0,000000	1,000000	2,000000	0,997521
8,0	2,000000	−1,000000	1,000000	0,999665
10,0	0,000000	1,000000	2,000000	0,999955
12,0	2,000000	−1,000000	1,000000	0,999994
Pasul de integrare $h = 3$ ms				
3,0	0,000000	1,000000	3,000000	0,950213
6,0	3,000000	−2,000000	−3,000000	0,997521
9,0	−3,000000	4,000000	9,000000	0,999877
12,0	9,000000	−8,000000	−15,000000	0,999994
15,0	−15,000000	16,000000	33,000000	1,000000
18,0	33,000000	−32,000000	−63,000000	1,000000

adică tensiunile condensatoarelor (şi curenţii inductanţelor, dacă este vreuna). Acestea sînt denumite *variabile de stare*. Scriem apoi o ecuaţie diferenţială de ordinul întîi pentru fiecare din aceste variabile.

Tabelul 22.7

Calcularea lui v_o (t) din fig. 22,24 folosind metoda Runge-Kutta (vezi textul pentru definirea notaţiilor; unităţile sînt ms, V)

Timpul	v (t_0)	$v_O(t_1)$ [ecuaţia 22.59)]	$v_O(t_0)$ (exact)
1.	2.	3.	4.
Pasul de integrare $h = 1$ ms			
1,0	0,000000	0,625000	0,632121
2,0	0,625000	0,859375	0,864665
3,0	0,859375	0,947266	0,950213
4,0	0,947266	0,980225	0,981684
5,0	0,980225	0,992584	0,993262
6,0	0,992584	0,997219	0,997521
7,0	0,997219	0,998957	0,999088
8,0	0,998957	0,999609	0,999665
Pasul de integrare $h = 2$ ms			
2,0	0,000000	0,666667	0,864665
4,0	0,666667	0,888889	0,981684
6,0	0,888889	0,962963	0,997521
8,0	0,962963	0,987654	0,999665
10,0	0,987654	0,995885	0,999955
12,0	0,995885	0,998628	0,999994
14,0	0,998628	0,999543	0,999999
Pasul de integrare $h = 3$ ms			
3,0	0,000000	−0,375000	0,950213
6,0	−0,375000	−0,890625	0,997521
9,0	−0,890625	−1,599609	0,999877
12,0	−1,599609	−2,574463	0,999994
15,0	−2,574463	−3,914886	1,000000
18,0	−3,914886	−5,757969	1,000000

O metodă simplă de verificare că am definit un set corespunzător de variabile este de a desena circuitul în forma schiţată din fig. 22.25 *c*, pentru a reprezenta *topologia reţelei de bază*. Sursele de tensiune şi condensatoarele sînt indicate prin linii groase, iar sursele de curent, rezistenţele şi inductanţele prin linii întrerupte. Dacă arborele format de liniile groase trece prin toate nodurile, el este un aşa numit *arbore propriu* şi avem un set complet de variabile independente de tensiune. Dacă nodul nu este atins de arbore, trebuie inclusă o tensiune pe o rezistenţă corespunzătoare ca o variabilă independentă pentru a lega acest nod la arbore. Dacă în arbore apare o buclă formată din trei sau mai multe ramuri de capacităţi, această buclă trebuie întreruptă printr-o rezistenţă mică în

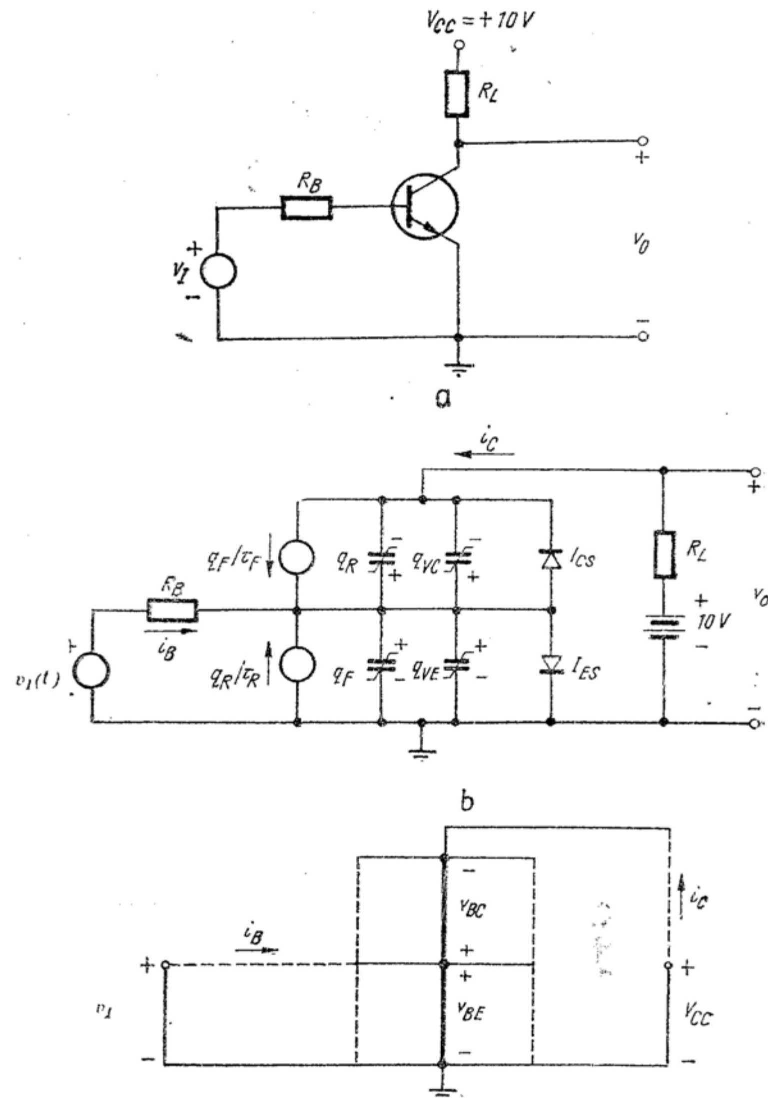


Fig. 22.25. Tranzistor inversor:
a – schema; *b* – schema echivalentă folosind modelul cu control prin sarcină pentru tranzistor; *c* – topologia circuitului care arată un arbore „propriu" de surse de tensiune şi condensatoare.

serie cu unul din elemente. Pentru circuitul nostru, două tensiuni pe capacităţi v_{BC} şi v_{BE}, împreună cu două surse de tensiune v_I şi V_{CC} formează un arbore propriu, fără nici o modificare, aşa cum se poate vedea în fig. 22.25 *c*.

Faza următoare constă în scrierea unui set complet de ecuaţii ale reţelei în termeni de tensiuni pe ramurile arborelui pe care l-am definit deja. Acestea sînt, în general, ecuaţiile obţinute din aplicarea legii lui Kirchhoff pentru curenţi, dar ele trebuie să aibă forma specială a ecuaţiei (21.61), adică un set de ecuaţii, din care fiecare conţine o *singură* derivată. În acest punct metoda matematică implică scrierea ecuaţiilor direct în termeni de variabile definite în fig. 22.25 *c* (vezi problema P.22.11). Totuşi, există o metodă mai simplă care este adecvată cînd nu există inductanţe şi este simplu de folosit pe calculator. Se observă că ecuaţiile (21.20 a şi b), ca efect al ecuaţiilor lui Kirchhoff pentru curent pentru nodurile de emitor şi colector ale tranzistorului, sînt deja apropiate de forma dorită a variabilei de stare, ecuaţia (22.61), pentru că în fiecare caz termenii sub formă de derivată pot fi scrişi funcţie de o singură tensiune. Rescriind aceste ecuaţii cu derivatele în membrul stîng obţinem

$$\frac{d(q_F+q_E)}{dt}=\frac{q_R}{\tau_R}-q_R\left(\frac{1}{\tau_F}+\frac{1}{\tau_{BF}}\right)-i_E \tag{22.62}$$

$$\frac{d(q_R+q_{VC})}{dt}=\frac{q_F}{\tau_F}-q_R\left(\frac{1}{\tau_R}+\frac{1}{\tau_{BR}}\right)-i_C \tag{22.63}$$

[Dacă există condensatoare în circuit, scriem şi ecuaţiile pentru ele, urmărind forma ecuaţiilor (22.62) şi (22.63)].

Pentru a completa formularea, trebuie să scriem fiecare din ecuaţiile variabilelor de stare funcţie de o singură derivată, decît funcţie de suma a două derivate, ca în ecuaţiile (22.62) şi (22.63). Pentru a face aceasta, exprimăm q_F+q_{VE} în termeni de tensiunea joncţiunii v_{BE}. Din ecuaţiile (22.13 a) şi (22.15 a) această expresie este:

$$q_F+q_{VE}=Q_{FO}(e^{qv_{BE}/kT}-1)+K_E\,[\psi_0^{2/3}-(\psi_0-v_{BE})^{2/3}]. \tag{22.64}$$

Deci, putem defini o capacitate neliniară ca:

$$C(v_{BE})=\frac{d(q_F+q_{BE})}{dv_{BE}}= \tag{22.65}$$

$$=Q_{FO}\left(\frac{q}{kT}\right)(e^{qv_{BE}/kT})+\frac{2}{3}K_E\,(\psi_0-v_{BE})^{-1/3} \tag{22.66}$$

Ecuaţia (22.65) poate fi rescrisă ca:

$$\frac{dv_{BE}}{dt}=\frac{1}{C(v_{BE})}\cdot\frac{(dq_F+q_{VE})}{dt}. \tag{22.67}$$

Substituind în ecuaţiile (22.62), (22.66) şi (22.13), obţinem relaţia dorită funcţie de o singură derivată de tensiune. O manipulare similară poate fi folosită pentru a transforma ecuaţia (22.63) în forma cerută (vezi problema P. 22.12). De notat că ecuaţiile (22.62) pînă la (22.67) sînt toate formulate în termeni de variabil ale tranzistorului şi sînt *complet independente de topologia reţelei*. Astfel, aceste relaţii pot fi folosite pentru orice circuit, indiferent de configuraţia specifică a circuitului. În final trebuie să legăm curenţii folosiţi în ecuaţiile de mai sus de tensiunile ramurilor arborelui. Cel mai simplu este să facem acest lucru în două etape. Întîi definim curenţii pentru interconexiunile care nu sînt chiar în paralel cu o ramură a arborelui, aşa cum se reprezintă în fig. 22.25 şi scriem ecuaţiile care leagă aceşti curenţi de tensiunile ramurilor arborelui. Inspectînd fig. 22.25 *b* şi *c*, aceste relaţii sînt:

$$i_B=\frac{v_I-v_{BE}}{R_B} \tag{22.68}$$

$$i_C=\frac{10-v_{BE}+v_{BC}}{R_L}. \tag{22.69}$$

Acum trebuie să legăm unii curenţi folosiţi în ecuaţiile diferenţiale, în acest caz i_C şi i_E din ecuaţiile (22.62) şi (22.63), de curenţii injectaţi în noduri definiţi de ecuaţiile (22.68) şi (22.69), sau direct de tensiuni. Pentru că i_C este deja un curent injectat într-un nod, singura relaţie necesară este:

$$i_E=-i_B-i_C. \tag{22.70}$$

Pentru a aplica metoda Runge-Kutta acestei probleme, în vederea unui calcul asistat de calculator, calculăm i_B, i_C, q_F, q_R şi celelalte din valorile cunoscute ale lui v_{BE} şi v_{BC} la începutul tranziţiei, $t=t_0$, şi apoi să găsim $\dot{v}_{BE}$ din ecuaţiile (22.66) *şi celelalte*. Acest proces este repetat de patru ori, aşa cum s-a subliniat în paragraful 22.6.1, pînă cînd în final ajungem la valorile lui v_{BE} (şi v_{BC}) pentru $t=t_1$. Calculul este apoi repetat pentru fiecare pas succesiv de integrare. Pentru acest scop poate fi folosit de asemenea orice program de integrare numerică disponibil. Soluţia pe calculator a acestei probleme particulare a fost deja prezentată în fig. 22.8.

22.7. DEMONSTRAŢII EXPERIMENTALE DE CURS

Demostraţiile experimentale de curs descrise mai jos sînt foarte simple. Aparatura este cea minim necesară, astfel încît nu poate fi confuzie în legătură cu natura circuitului. Astfel, toate implicaţiile circuitului sînt mai evidente.

Pentru a verifica concluziile din paragraful 21.3, comandăm un inversor simplu ca cel din fig. 22.7 cu un generator de impulsuri cu un control variat asupra formei de undă de ieşire. În particular, este de dorit să avem controlul direct asupra amplitudinii impulsului, duratei impulsului, axarea în c.c a impulsului şi să putem fixa fie linia de bază, fie nivelul impulsului.

22.7.1. Introducere

Se ajustează generatorul de impulsuri astfel încît amplificatorul să lucreze numai în regiunea activă. Se observă creşterea şi căderea exponenţială simetrică a formei de undă de ieşire. Se creşte amplitudinea impulsului pentru a face amplificatorul să lucreze din tăiere în saturaţie. Se observă asimetrie în timpii de creştere şi cădere, plus probleme noi de timp de întîrziere la comutarea directă şi întîrziere de stocare la comutarea inversă, care provin din modul de lucru neliniar.

22.7.2. Comutarea directă

Se examinează în detaliu comutarea directă prin ajustarea duratei impulsului şi a vitezei de baleiaj a sincroscopului, astfel încît să fie vizibilă numai comutarea directă şi impulsul să apară ca o treaptă. Acum variem independent nivelele iniţial şi final ale „treptei". Se observă că, în anumite limite, timpul de întîrziere t_d este influenţat şi de valoarea iniţială a treptei, şi de înălţimea ei, aşa cum s-a constatat prin calculele din paragraful 22.3.1. Pe de altă parte. timpul de creştere t_r depinde de amplitudinea finală a treptei şi nu de valoarea liniei de bază, aşa cum s-a constatat în paragraful 22.3.2.

22.7.3. Comutarea inversă

Pentru că tensiunile şi curenţii terminali sînt constanţi, cînd tranzistorul este în saturaţie nu este posibil să se observe *direct* comportarea în această regiune. Totuşi, este simplu să se facă observaţii indirecte. Se ajustează durata impulsului astfel încît comutarea directă, [practic, $q_S(t)$] să se poată termina înainte de a începe comutarea inversă şi se ajustează viteza de baleiaj a osciloscopului pentru a arăta întreaga formă de undă. Acum facem linia de bază a impulsului mai negativă, în timp ce menţinem amplitudinea impulsului la un nivel pozitiv fixat de tensiune. Aceasta are ca efect creşterea supracomenzii la comutarea inversă şi astfel, reducerea timpului de întîrziere de stocare t_{sd} şi a timpului de cădere t_f. Totuşi, se observă că timpul de întîrziere t_d asociat cu comutarea directă *creşte* pentru că a face linia de bază din ce în ce mai negativă, înseamnă că trebuie să fie evacuată mai multă sarcină din capacităţile regiunilor de sarcină spaţială, înainte ca tranzistorul să poată intra în regiunea activă.

Acum creştem amplitudinea impulsului, în timp ce ţinem tensiunea liniei de bază fixată. Se observă că timpul de creştere scade şi timpul de întîrziere de stocare creşte, în timp ce alţi parametri ai impulsului vor rămîne neschimbaţi.

Experimentul cel mai convingător care arată indirect cum funcţionează circuitul în saturaţie este de a varia numai *durata* impulsului de intrare. Se observă că în acest caz se schimbă numai timpul de întîrziere de stocare. (Pentru a sublinia aceasta, sincronizăm osciloscopul pe frontul posterior al impulsului, cu suficientă întîrziere în generatorul de impulsuri pentru a permite ca întreg impulsul de ieşire să fie afişat). Cînd impulsul de intrare este scurtat, tranziţia lui q_S nu are timp să se termine, astfel încît sarcina din bază la începutul comutării inverse este mai mică. În concluzie, timpul de întîrziere de stocare este redus.

22.7.4. Condensatorul de accelerare

Se adaugă un condesator variabil mic în paralel cu R_B în fig. 22.7. Se observă îmbunătăţirea formei de undă la ieşire a impulsului, pe măsură ce condensatorul este ajustat la valoarea lui optimă.

BIBLIOGRAFIE

[22.1] D.A. Calahan, „*Computer-Aided Network Design*", (prelim. ed.), Mc Graw–Hill, New York, 1968.
[22.2.] J. Millman and H. Taub, „*Pulse, Digital and Switching Wave forms*", Mc Graw-Hill, New-York, 1965.
[22.3.] J. F. Gibbsons, „*Semiconductor Electronics*", Mc Graw-Hill, New York 1966.
[22.4.] A. Ralston, „*A First Course in Numerical Analysis*", Mc Graw-Hill, New York, 1965.

PROBLEME

P.22.1. Ce funcţie logică realizează circuitul din fig. 22.5 dacă folosim reprezentarea negativă (vezi pag. 310).

P.22.2. Să se calculeze cu precizie mai mare decît cea arătată în fig. 22.4 caracteristica de transfer a inversorului reprezentat în fig. 22.2 *a*. Se presupune că joncțiunea de emitor a tranzistorului are un prag de conducție de 0,4 V (vezi pag. 312).

P.22.3. Valorile parametrilor curentului inversor reprezentat în fig. 22.2 *a* sînt valori nominale. În realitate toate pot suferi o anumită variație. Se presupune că rezistențele pot avea valori cu o toleranță de $\pm 20\%$ față de valorile nominale, tensiunile de alimentare pot varia cu $\pm 10\%$ și β_F pot avea o dispersie de $\pm 20\%$ față de valoarea nominală.

(a) Să se determine valoarea minimă a lui v_I pentru care $v_0 = 0$ pentru toate valorile reale posibile ale parametrilor. Bazați-vă analiza pe setul cel mai puțin favorabil de valori ale parametrilor, adică considerați cazul cel mai dezavantajos.

(b) Să se determine valoarea maximă a lui v_I pentru care v_0 este aproximativ egal cu tensiunea pozitivă de alimentare pentru toate valorile posibile reale ale parametrilor. Se presupune că tranzistorul este la pragul de conducție directă cînd $V_{BE} = 0,4$ V (vezi pag. 312).

P.22.4. Să se repete problema P.22.2 pentru circuitul inversor din fig. 22.2 *a*, cu o rezistență de 90 kΩ adăugată în baza tranzistorului și conectată la o sursă de alimentare de -10 V (vezi pagina 312). Să se explice cum sînt îmbunătățite proprietățile logice ale circuitului prin această schimbare.

P.22.5. Pe durata comutării inverse discutate în paragraful 22.3.4 sarcina q_S este evacuată și prin recombinare, și prin curent negativ de bază. Să se identifice în ecuația (22.25) care termen reprezintă recombinarea și care termen reprezintă curentul de bază (vezi pag. 329).

P.22.6. În calculul timpului de cădere în paragraful 22.35, am neglijat recombinarea. Să se estimeze efectul recombinării, deci să se modifice corespunzător timpul de cădere calculat. Să se compare acest rezultat cu soluția pe calculator de $t_f = 78$ ns (vezi pag. 331).

P.22.7. Să se calculeze timpul de întîrziere de stocare și timpul de cădere al inversorului discutat în paragraful 22.3, presupunînd că tensiunea de comandă v_I este pusă la zero la momentul t_3 (vezi pag. 331).

P.22.8. Să se obțină ecuația (22.46) care exprimă constanta K în termeni de capacitate la semnal mic a joncțiunii pentru o diodă cu joncțiune abruptă (vezi pag. 340).

P.22.9. Să se obțină ecuația (22.48 a). fig. 22.14 poate fi utilă în acest sens.

P.22.10. Să se găsească K pentru tranzistorul ale cărui caracteristici pentru capacitatea joncțiunii se dau în fig. 22.21 (vezi pag. 343).

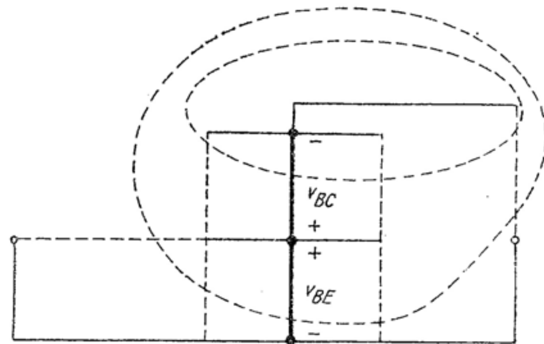


Fig. 22.26 Supernodurile pentru circuitul din fig. 22.25.

P.22.11. Topologia circuitului din fig. 22.25 *c* furnizează un șablon convenabil de scriere formală a setului de ecuații ale rețelei, care implică numai variabilele definite în acea figură. Pentru a face aceasta, desemnăm un contur închis prin fiecare din ramurile arborelui definite de tensiunile capacităților. În fig. 22.26 se reprezintă conturile corespunzătoare. Acum tratăm fiecare din aceste conturi ca un „super-nod" și scriem legea lui Kirchhoff pentru curenții care intră în „nod", adică trec prin contur.

Să se scrie aceste ecuații referitor la fig. 22.25 și 22.26. Se observă că aceste două ecuații împreună cu ecuațiile curenților injectați, ecuațiile (22.68) și (22.69), sînt echivalente cu cele cinci ecuații ale rețelei din paragraful 22.6.2.

P.22.12. Să se completeze formularea cu variabilele de stare din exemplul din paragraful 22.6.2 prin găsirea ecuației pentru dv_{CB}/dt (vezi pag. 353).

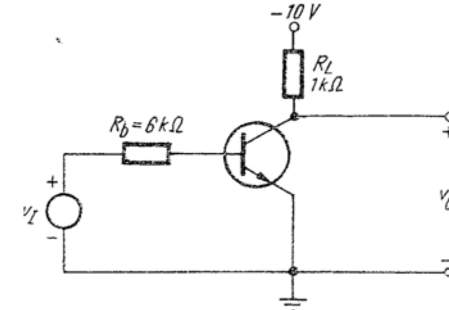


Fig. 22.27. Inversorul.

P.22.13. Pentru circuitul inversor din fig. 22.27, se presupune că folosim un tranzistor *pnp* cu siliciu cu următorii parametri:

$\tau_F = 1$ ns, $\tau_R = 10$ ns, $\tau_{BF} = 100$ ns, $\tau_{BR} = 50$ ns, $K_E = 10$, $K_C = 15$ (vezi fig. 22.10).

(a) Pentru $v_I = -6,6$ V, să se găsească valoarea sarcinilor q_{VE}, q_{VC}, q_F și q_R (sau q_S și q_{BG}) în stare staționară.

(b) La $t = 0$, v_1 sare brusc la $+2,4$ V. Să se estimeze durata timpului t_1 pînă cînd v_0 începe să se schimbe.

(c) Să se estimeze valoarea sarcinilor enumerate mai sus, la timpul t_1.

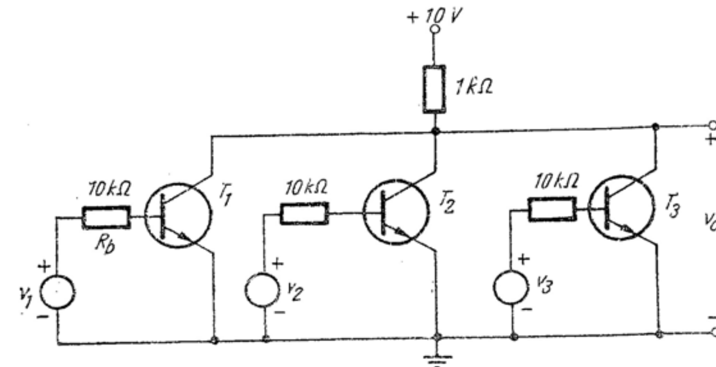


Fig. 22.28. Poarta SAU—NU.

P.22.14. (a) Pentru $v_2 = v_3 = 0$ volți în poarta RTL cu trei intrări din fig. 22.28, și v_1 o treaptă de tensiune de la 0,2 la 10,6 V să se găsească valorile inițiale și finale ale lui v_0. Să se folosească parametrii tranzistorului dați la pagina 317.

(b) Să se calculeze timpul de creştere a lui v_0. Să se facă aproximaţii rezonabile ale stărilor. Să se schiţeze forma de undă aproximativă a lui v_0 funcţie de timp.

P.22.15. Să se scrie ecuaţiile variabilelor de stare pentru circuitul din fig. 22.16. Se presupune că există o rezistenţă internă a sursei de 50 ohmi asociată cu sursa v_A. Să se aducă ecuaţiile într-o formă similară cu ecuaţia (22.62). [De notat că ecuaţiile pot fi scrise funcţie de tensiune prin folosirea ecuaţiei (22.66)].

P.22.16. Să se reproiecteze circuitul inversor discutat în paragraful 22.3 (fig. 22.7) pentru a micşora timpii de creştere şi de cădere. Specific, să se adauge un condensator de accelerare dimensionat corespunzător în paralel pe R_B şi să se reajusteze forma de undă de comandă.

P.22.17. Verificaţi circuitul pe care l-aţi proiectat în problema P.22.16 folosind un calculator numeric şi rezultatele problemei 22.15.

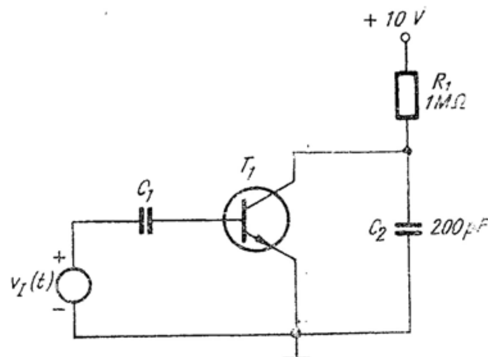


Fig. 22.29 Circuitul de descărcare a condensatorului.

P.22.18. Se presupune că tranzistorul cu siliciu T, cu joncţiune dopată neuniform din fig. 22.29 descarcă condensatorul C_2 cînd este aplicată în v_I o treaptă pozitivă de 10 V. Presupunînd că $\tau_F = 1$ ns, $\tau_R = 10$ ns, $\beta_F = 50$, $\beta_R = 5$ şi $K_E = K_C = 10$ (vezi fig. 22.10):

(a) Să se determine valoarea lui C_1, astfel încît C_2 să fie aproape complet descărcat în 10 ns. Să se neglijeze recombinarea, curentul prin R_1 şi efectele lui q_{VE} şi q_{FC}.

(b) Refaceţi soluţia luînd în considerare efectele recombinării şi q_{VE} şi q_{VC}.

P.22.19. (a) Să se repete problema 22.14 *a* pentru $v_2 = v_3 = 10{,}6$ V în fig. 22.28.

(b) Pentru aceleaşi condiţii ca în (a), să se găsească (q_F, q_R) sau (q_{BO}, q_S) pentru tranzistorul T_1 la începutul şi sfîrşitul tranziţiei. Să se repete pentru tranzistorul T_2. Să se estimeze timpul necesar să se termine variaţia tranzitorie a sarcinii.

CAPITOLUL 23

CIRCUITE DIGITALE NEREGENERATIVE CU MAI MULTE ETAJE

CAPITOLUL 23

23.1. **Clasificarea circuitelor digitale**
23.2. **Circuite logice cu rezistențe și tranzistoare cu cuplaj direct (DCTL, RT)**
23.2.1. Porți cu rezistențe și tranzistoare (RTL), NU—SAU
23.2.2. Rezerva de tensiune
23.2.3. Capacitatea de încărcare la ieșire
23.2.4. Etaje tampon
23.2.5. Viteza de comutație
23.3. **Alte exemple de circuite logice cu saturație**
23.3.1. Circuite logice cu diode și tranzistoare (DTL)
23.3.2. Circuite logice tranzistor-tranzistor (TTL, T^2L)
23.4. **Circuite logice fără saturație**
23.4.1. Folosirea diodelor de fixare pentru evitarea saturației
23.4.2. Circuite cu cuplaj pe emitor (ECL)
23.4.3. Poarta SAU — (NU—SAU) cu cuplaj pe emitor (ECL)
23.4.4. Metode de cuplaj pentru circuitele cu cuplaj pe emitor (ECL)
23.4.5. Comportarea în regim tranzitoriu a circuitelor cu cuplaj pe emitor (ECL)
23.5. **Tranzistoare cu efect de cîmp (TEC) ca elemente de comutație**
23.5.1. Caracteristicile de comutație
23.5.2. Porți logice cu tranzistoare MOS
23.6. **Demonstrație experimentală de curs**
Bibliografie
Probleme

23

Circuite digitale neregenerative cu mai multe etaje

23.1 CLASIFICAREA CIRCUITELOR DIGITALE

Tranzistoarele sînt folosite în sistemele digitale în numeroase moduri. În unele cazuri, tranzistorul este utilizat pentru a realiza o operație logică dorită. Foarte adesea tranzistoarele îndeplinesc o funcție de separație, asigură o amplificare de putere, restabilesc sau standardizează caracteristicile unui semnal. În asemenea circuite și în condiții ideale, valoarea variabilei de ieșire depinde, în orice moment, numai de valoarea variabilei (sau variabilelor) de intrare la acel moment. Orice întîrzieri care apar se datoresc numai limitărilor dispozitivelor folosite. Circuitele de acest tip se numesc *circuite de comutație neregenerative*. Cea mai mare parte a caracteristicilor mai importante ale tipului de circuite definit mai sus, ca rezerva de tensiune, capacitatea de încărcare la ieșire, viteza de comutație, sînt examinate în contextul prezentării circuitelor logice cu rezistențe și tranzistoare în § 23.2. Alte exemple de circuite logice neregenerative sînt tratate în § 23.3 și 23.4.

O a doua clasă foarte importantă de circuite digitale, care poartă numele de circuite *regenerative* au capacitatea de a *memora* informația, în sensul că starea ieșirii circuitului depinde (în mod intenționat) de „istoria" variabilei de intrare. Asemenea circuite se folosesc pentru a genera impulsuri, fie în mod continuu, fie ca răspuns la aplicarea unei excitații.

Termenul de „regenerative" își are originea în posibilitatea de a descrie mecanismul de funcționare a acestor circuite folosind conceptul de reacție pozitivă. Circuitele digitale regenerative sînt tratate în cap. 24.

Circuitele digitale pot fi clasificate, de asemenea, plecînd de la condițiile de funcționare a tranzistoarelor în cele două stări fundamentale ale circuitului. În practică se folosesc — potrivit acestei clasificări — trei clase de circuite:

1. În una dintre stările circuitului, tranzistorul se găsește în *regiunea de blocare*, cu ambele joncțiuni polarizate invers, pe cînd în cealaltă stare tranzistorul funcționează în *regiunea de saturație*, cu ambele joncțiuni polarizate direct. Aceste circuite sînt numite circuite de comutație cu saturație; de obicei, ele nu conțin diode sau alte elemente neliniare pentru fixări de nivel, întrucît însuși tranzistorul funcționează neliniar.

2. Una din stările circuitului corespunde funcționării tranzistorului în regiunea de blocare, pe cînd cealaltă — funcționării în *regiunea activă normală* (emitorul polarizat direct, colectorul polarizat invers). Circuitele din această clasă se numesc *circuite fără saturație*; adesea, ele conțin diode pentru fixarea nivelului de ieșire corespunzător stării în care tranzistorul se găsește în regiunea activă.

3. Ambele stări ale circuitului corespund funcționării în regiunea activă normală; în acest caz, corespunzător celor două stări ale circuitului, există pentru tranzistor două puncte de funcționare distincte. Aceste circuite — de asemenea fără saturație — conțin de obicei diode pentru fixarea nivelurilor în *ambele* stări și prin urmare nu sînt așa de frecvent utilizate ca cele aparținînd primelor două clase.

Toate cele trei clase definite mai sus implică necesitatea folosirii noțiunii de *stare*; nivelurile tensiunilor sau curenților pot varia, însă numai în măsura în care o zonă de niveluri garantează plasarea unei diode sau a unui tranzistor într-una din stări, în timp ce cealaltă zonă de niveluri garantează existența unei stări diferite. În cadrul acestui capitol vor fi examinate exemple de circuite aparținînd primelor două clase.

În trecut, limitările în conceperea și proiectarea circuitelor logice erau generate mai ales de faptul că folosirea componentelor discrete conducea de obicei la tendința de a minimiza numărul total al componentelor, tendință explicată prin rațiuni de economie și siguranță în funcționare. Totodată, toleranțele ridicate proprii tehnologiei de fabricație a diodelor și tranzistoarelor discrete, impuneau necesitatea unei selecționări stricte a dispozitivelor, atunci cînd se urmărea realizarea unor performanțe înalte. Aceste restricții nu mai sînt prezente în cazul circuitelor logice integrate. Adesea, prețul de fabricație al unui circuit logic care conține 10 tranzistoare sau mai multe, precum și un număr important de componente pasive este competitiv cu prețul unui singur tranzistor discret. S-a demonstrat, de asemenea, că siguranța în funcționare a unui astfel de circuit integrat nu este mai scăzută decît cea a unui tranzistor discret.

În cadrul tehnologiei circuitelor integrate, este adesea mai ușor să fie realizat un tranzistor decît o rezistență de valoare mare sau cu toleranță strînsă. Ca urmare a acțiunii acestor factori, se realizează în prezent tipuri noi și complexe de circuite logice care conțin un număr sensibil

mai mare de tranzistoare decît circuitele convenționale. În aceste circuite, tranzistoarele sînt deseori folosite pentru a înlocui rezistoarele, mai ales pentru realizarea surselor de curent sau a sarcinilor de colector. În afară de aceasta, se profită și de uniformitatea mai ridicată a tensiunilor de prag caracteristice pentru tranzistoarele fabricate pe o aceeași plăcuță de

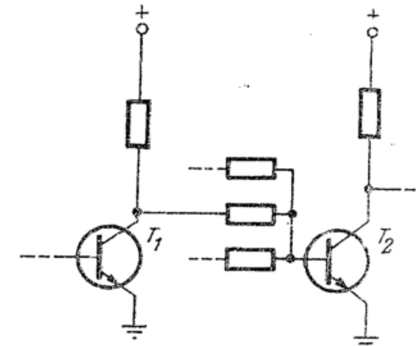


Fig. 23.1. Circuite logice conectate în cascadă.

siliciu care conține un circuit integrat. În acest capitol vor fi prezentate mai multe exemple de circuite integrate digitale care se realizează în prezent. Cu toate acestea, diferitele funcții logice particulare vor fi introduse, în cele mai multe cazuri, pe exemplul unor elemente de bază simple, care reamintesc mai mult un circuit cu componente discrete decît o realizare în formă integrată.

Aproape toate circuitele logice cu tranzistoare se construiesc în prezent cu tranzistoare cu siliciu. Folosirea dispozitivelor cu siliciu în circuitele digitale cu mai multe etaje permite simplificări majore în proiectare, deoarece se poate face uz în mod eficient de cuplajul direct al tranzistoarelor aparținînd etajelor adiacente. Se poate remarca, de exemplu, că tranzistorul T_2 în poarta cu cuplaj direct din fig. 23.1 nu are elemente de circuit pentru polarizarea inversă a diodei de emitor în starea *blocat*, funcționînd în schimb cu V_{BE} puțin pozitivă, diferența față de zero fiind egală cu tensiunea de saturație colector-emitor, V_{CE} (sat), a tranzistorului T_1. Deoarece V_{CE} (sat) reprezintă diferența între tensiunile directe ale celor două joncțiuni ale tranzistorului, această mărime este întotdeauna mai mică decît tensiunea de prag V_{BET} a unei singure diode, în ipoteza unor curenți comparabili ai joncțiunilor. Prin urmare, T_2 este *blocat* cînd T_1 este *deschis*. Deși este posibil să fie realizat în același mod un cuplaj direct între tranzistoare cu germaniu, în practică numai tranzistoarele cu siliciu funcționează satisfăcător într-un astfel de circuit. În cazul tranzistoarelor cu germaniu, diferența între V_{CE} (sat) și V_{BET} (*rezerva de tensiune* a acestui circuit) este prea mică pentru realizarea unei funcționări sigure. În cele ce urmează, vom presupune că intervin numai tranzistoare cu siliciu, cu excepția cazurilor în care se vor face altfel de specificații.

23.2. CIRCUITE LOGICE CU REZISTENȚE ȘI TRANZISTOARE CU CUPLAJ DIRECT (DCTL, RTL)

23.2.1. Porți cu rezistențe și tranzistoare (RTL) NU—SAU

Circuitul prezentat în fig. 23.2, *a* este un exemplu de structură care inițial purta denumirea de circuit logic ca tranzistoare cu cuplaj direct (*DCTL*), dar care în prezent este în mod obișnuit numit circuit logic cu rezistențe și tranzistoare (*RTL*). În mod normal, acest tip de poartă comportă numai un mic număr de componente, dispuse într-o manieră simplă. Ca atare, *RTL* prezintă avantaje în cazul realizării în formă integrată. Astăzi sînt disponibile familii de circuite *RTL* integrate, la un preț unitar foarte scăzut [1]. Aceste familii includ tampoane, porți, sumatoare, circuite basculante bistabile. În fig. 23.2, *b* se prezintă o fotomicrografie a unei plăcuțe de siliciu care conține patru porți *RTL* NU — ȘI cu două intrări.

Pentru a examina operațiile logice realizate de circuitul din fig. 23.2.*a* vom preciza mai întîi modul de reprezentare.[2] Vom alege reprezentarea pozitivă, în cadrul căreia starea **0** este reprezentată nominal de tensiunea de colector a unui tranzistor *saturat* :

$$V_0 \approx V_{CE}\,(\text{sat}), \tag{23.1 a}$$

iar starea **1** este reprezentată nominal de tensiunea de colector cu tranzistorul blocat,

$$V_1 = V_{CC}. \tag{23.1 b}$$

În realitate, mai sus a fost definită o reprezentare corelată mai mult cu stările tranzistorului, decît cu nivelurile de tensiune; în adevăr, tensiunile se pot modifica într-o gamă largă de valori, fără a deteriora performanțele circuitului. Factorul cel mai important este starea tranzistorului de blocare sau de saturație.

Plecînd de la reprezentarea definită prin ecuațiile (23.1), din fig. 23.2, *a* se vede că dacă tensiunile la toate intrările sînt V_{CE} (sat), tranzistorul va fi blocat și tensiunea de ieșire va fi V_{CC}. Pentru toate celelalte combinații de tensiune de ieșire, va fi saturat cel puțin un tranzistor. Ca urmare conținutul tabelului de adevăr aferent circuitului va fi cel din tabelul 23.1 (reprezentat numai pentru două intrări). Din tabel rezultă clar că circuitul examinat este o poartă NU — SAU.

[1] Vezi, de exemplu, bibliografia [23.3].
[2] Prin „reprezentare" înțelegem tipul corelației între valorile **0** și **1** ale unei variabile logice binare și nivelurile de tensiune care le reprezintă (*N.T.*).

Într-un sistem digital, poarta NU — SAU din fig. 23.2 se folosesc de obicei pentru a comanda alte circuite *RTL*; fig. 23.3 prezintă un exemplu de asemenea comandă, în care o poartă NU—SAU $RTL(P_1,\ P_2,\ P_3)$ comandă *N* tranzistoare, fiecare din acestea reprezentînd un etaj al unei alte părți similare. Dacă o poartă *P* este saturată, $V_{CE1} = V_{CE}$ (sat) și tranzistoarele *Q*,*S*, *T* etc. vor fi blocate. Dacă o poartă *P* este blocată, tensiunea V_{CE1} crește spre valoarea V_{CC} pînă cînd tranzistoarele *Q*, *S*, *T* etc. se deschid. Rezistențele R_B conectate în serie cu bazele tranzistoarelor *Q*, *S*, *T*, etc. egalizează curenții de bază și reduc astfel neuniformitățile regimurilor de funcționare care ar fi provocate de caracteristicile neidentice de intrare *I*—*V* ale tranzistoarelor comandate.

Tabelul 23.1

Tabel de adevăr

A	B	Ieșire binară
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Funcționarea corectă a circuitelor *RTL* depinde în mod substanțial de următorele condiții :

1. Valorile rezistențelor R_L și R_B trebuie să fie alese astfel încît atunci cînd o poartă *P* este blocată, tranzistoarele *Q*, *S*. *T* etc. să fie în stare de conducție.
2. Cînd o poartă *P* este în stare de conducție, tranzistoarele *Q*, *S*, *T* etc. trebuie să fie blocate. Această condiție reclamă ca

$$V_{BET} > V_{CE}\ (\text{sat}), \tag{23.2}$$

unde V_{BET} este tensiunea de prag bază — emitor, adică tensiunea la care tranzistorul începe să conducă. Pentru tranzistoarele cu siliciu, această condiție este satisfăcută în mod corespunzător la temperatura camerei.

23.2.2. Rezerva de tensiune

Rezerva de tensiune Δ a unui circuit logic a fost definită în fig. 22.1 ca diferența între tensiunea maximă corespunzătoare stării **0** și tensiunea minimă corespunzătoare stării **1** (presupunînd din nou o reprezentare pozitivă). O definiție echivalentă, însă mai convenabilă din punct de vedere practic, constă în a numi rezervă de tensiune Δ, pragul de tensiune pe care trebuie să-l depășească o tensiune perturbatoare, de zgomot, pentru a provoca o tranziție nedorită a circuitului dintr-o stare în alta. Pe această bază, putem determina rezerva de tensiune a unei porți RTL cu ajutorul circuitului tipic din fig. 23.4. La circuitele RTL, limitarea prin rezerva de tensiune apare atunci cînd T_1 este saturat și V_{CE1} este egal cu V_{CE} (sat). În condiții ideale, această tensiune este suficientă pentru a menține tranzistorul T_2 blocat — așa cum este necesar. Dacă însă în circuit este indusă

Fig. 23.2. Porţi NU – SAU RTL (sau DCTL) :
a – poartă NU – SAU cu trei intrări; *b* – fotomicrografia unei plăcuţe de siliciu cu patru porţi NU – SAU, cu cîte două intrări.

o tensiune de zgomot e_n, atunci starea lui T_2 se poate schimba. Mai exact, dacă :

$$e_n + V_{CE}(\text{sat}) > B_{BET}(T_2) \tag{23.3}$$

Fig. 23.3. Poartă NU – ŞI RTL care comandă alte circuite logice RTL.

tranzistorul T_2 va începe să conducă. Astfel, folosind definiţia dată mai sus pentru rezerva de tensiune, avem pentru circuitele (RTL)

$$\Delta = V_{BET} - V_{CE}(\text{sat}). \tag{23.4}$$

În § 23.2.3 s-a arătat că tensiunea de prag V_{BET} are coeficientul de temperatură egal cu cel al unei diode exponențiale (valoarea mărimii V_{BET} scade cu 2–3 mV/°C atît pentru germaniu, cît și pentru siliciu). Coeficientul de temperatură al parametrului V_{CE} (sat) are o structură mai complicată,

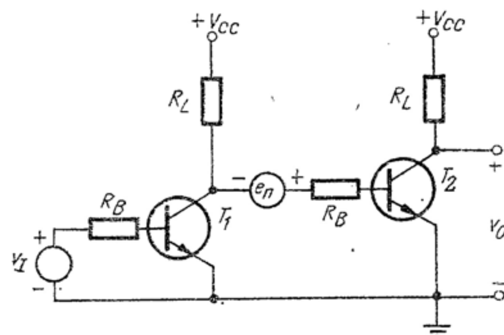


Fig. 23.4. Calculul rezervei de tensiune a unui circuit RTL.

deoarece la dependența de temperatură a acestuia contribuie mai mulți factori, printre care remarcăm căderile de tensiune în masa materialului semiconductor și variațiile cu temperatura ale factorilor β_F și β_R. În fig. 23.5 sînt indicate date tipice privind dependența tensiunii V_{CE} (sat) de temperatură [1]. Este important de remarcat faptul că valoarea absolută a tensiunii V_{CE} (sat) tinde să crească atunci cînd temperatura se mărește. Rezultă

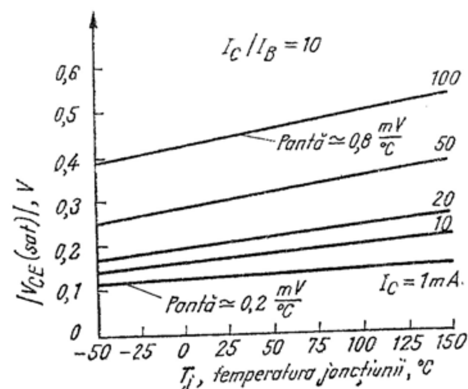


Fig. 23.5. Dependența de temperatură a tensiunii V_{CE} (sat).

[1] V. § 1.2.2. a lucrării indicate la bibliografie [23.2].

atunci, din (23.4), că rezerva de tensiune scade odată cu creșterea temperaturii. La temperaturi suficient de ridicate, rezerva de tensiune poate ajunge astfel la valori de 0,1 sau 0,2 V. Este evident că unul dintre neajunsurile principale ale circuitelor RTL este rezerva de tensiune scăzută, și, prin urmare, o imunitate la zgomote redusă.

Poate părea surprinzător faptul că, pentru circuitul examinat, reprezentarea definită inițial în § 23.2.1 prezintă o rezervă separatoare suficientă de tensiune între stările de *blocare și de conducție*, așa cum rezultă de mai jos;

$$V_0 = V_{CE}\,(\text{sat}) \approx 0{,}2\ \text{V}$$

$$V_1 = V_{CC} = 3\ \text{V}$$

pe cînd mai sus se afirmă că zona separatoare poate fi de numai cîteva zecimi de volt. Această contradicție se datorește faptului că reprezentarea aleasă inițial a avut la bază *stările* circuitului, și nu nivelurile de tensiune.

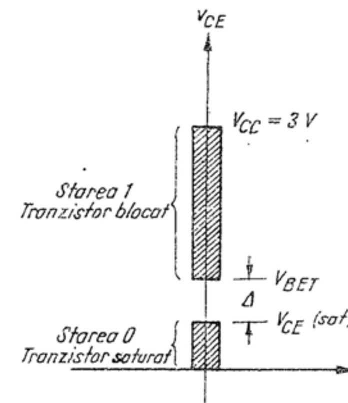


Fig. 23.6. Tensiunile de colector corespunzătoare reprezentării tranzistorului prin stările logice.

Astfel, stările logice 1 și 0 corespund nu unor valori particulare ale tensiunii de colector, ci blocării, respectiv saturării tranzistorului. Curenții de colector în stările de blocare și de conducție pot diferi cu mai multe ordine de mărime, însă această diferență mare între curenți poate corespunde unei variații relativ mari sau relativ reduse a tensiunii de colector. Valorile indicate mai sus sînt, prin urmare, mai curînd valorile nominale ale tensiunilor. Această analiză poate fi mai ușor urmărită cu ajutorul fig. 23.6, care arată grafic relația dintre valorile nominale ale tensiunilor indicate mai sus, pe de o parte — și mărimile V_{BET} și Δ, pe de altă parte.

23.2.3. Capacitatea de încărcare la ieşire

În § 23.2.1 am afirmat că o condiţie pentru funcţionarea corectă a porţii NU—SAU RTL (fig. 23.7) este ca rezistenţele R_L şi R_B să fie astfel alese, încît atunci cînd o poartă P este blocată, tranzistoarele Q, S, T etc. să fie în stare de conducţie. Această condiţie poate fi reformulată astfel încît să fie mai clar accentuată limitarea numărului maxim de tranzistoare ce pot fi comandate de către o poartă RTL, numită de obicei *capacitate de încărcare la ieşire*.

Practic, pentru o structură dată de poartă RTL cu valori date ale elementelor V_{CC}, R_L, R_B, numărul maxim de circuite care pot fi comandate de către poarta P este limitat de cerinţa ca tranzistoarele Q, S, T să fie în stare de conducţie şi saturaţie cînd poarta P este blocată. Pentru tranzistoare şi rezistenţe identice în toate circuitele, curentul de colector la saturaţie al tranzistoarelor Q, S, T este:

$$I_c\,(\text{sat}) \approx \frac{V_{CC}}{R_L}. \tag{23.5}$$

Prin urmare, curentul de bază al tranzistorului Q trebuie să fie:

$$I_B \geqslant \frac{I_C\,(\text{sat})}{\beta_F} = \frac{V_{CC}}{\beta_F R_L}. \tag{23.6}$$

Dacă toate tranzistoarele Q,S,T sînt în stare de conducţie, acestea vor reclama acelaşi curent de bază, dat de (23.6); aşadar curentul total care trebuie debitat de poarta P este NI_B. Deoarece tranzistoarele porţii P sînt blocate, întreg curentul NI_B trebuie să parcurgă rezistorul R_L al porţii P. Curentul I_R prin rezistorul R_L poate fi uşor calculat, dacă presupunem că tensiunile bază — emitor ale tranzistoarelor Q, S, T sînt nule:

$$I_R \approx \frac{V_{CC}}{R_L + \frac{R_B}{N}}. \tag{23.7}$$

Din ecuaţiile (23.6) şi (23.7) obţinem:

$$\frac{V_{CC}}{R_L + \frac{R_B}{N}} = NI_B \geqslant \frac{NV_{CC}}{\beta_F R_L}. \tag{23.8}$$

Ecuaţia (23.8) ne dă factorul de ramificare la ieşire, N:

$$N < \left(\beta_F - \frac{R_B}{R_L}\right). \tag{23.9}$$

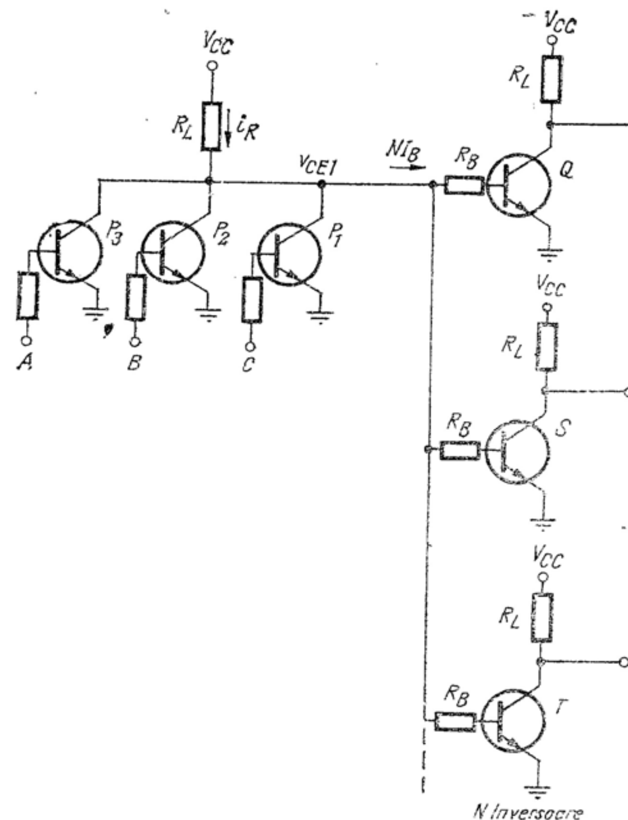


Fig. 23.7. Calculul factorului de încărcare la ieşire.

Îndeplinirea condiţiei (23.9) va asigura funcţionarea tranzistoarelor Q, S, T cel puţin la limita de saturaţie. Ne reamintim însă că în cap. 22 am arătat că pentru a menţine saturaţia în condiţiile variaţiilor factorului β_F, ale tensiunilor surselor de alimentare etc., ca şi pentru a realiza un răspuns rapid la tranziţiile între stări, pe baza tranzistorului se aplică de obicei o supracomandă de curent. Cu alte cuvinte, I_B este mult mai mare

decît valoarea minimă specificată de relaţia (23.6). Această supracomandă pe bază conduce însă la o reducere proporţională a factorului maxim de ramificare la ieşire. Astfel, dacă I_B este de cinci ori mai mare decît valoarea necesară pentru saturaţie, limita factorului de ramificare la ieşire devine:

$$N < \frac{\beta_F - R_B/R_L}{5} . \tag{23.10}$$

Pentru o familie dată de circuite integrate digitale, valorile mărimilor β_F, R_B şi R_L sînt cunoscute. În acest fel, ramificarea la ieşire poate fi exprimată prin reguli simple de încărcare, care permit evitarea unor calcule detaliate. De exemplu, potrivit specificaţiilor tehnice pentru o serie de blocuri logice RTL poarta NU—SAU cu trei elemente poate comanda 16 „sarcini unitare", fiecare intrare a porţii NU—SAU, — ca şi a celor mai multe altor blocuri logice în familie — reprezentînd 3 sarcini unitare. Aşadar, pentru această familie particulară de circuite logice, o poartă NU—SAU poate comanda 5 alte porţi NU—SAU, factorul de ramificare la ieşire fiind 5.

23.2.4. Etaje tampon

În numeroase cazuri de proiectare de sisteme digitale este necesar să fie comandate mai multe etaje decît permit regulile de încărcare pentru circuitele în discuţie. De exemplu, putem dori să folosim poarta NU—SAU examinată mai sus pentru a comanda un număr de tranzistoare mai mare decît limita maximă care rezultă din (23.10). În asemenea cazuri, la circuit se ataşează un etaj *tampon*, a cărui funcţiune principală este de a ridica valoarea factorului de încărcare la ieşire.

Un etaj tampon simplu, reprezentat de un repetor pe emitor, este arătat în fig. 23.8, *a*. Dacă sarcina este formată din N alte tranzistoare, ca în fig. 23.7, atunci o analiză simplă va duce la concluzia că valoarea maximă a curentului pozitiv de ieşire, i_L, debitată de etajul tampon, este:

$$i_L\,(\max) \approx \frac{V_C}{R_c/(\beta_F + 1) + R_B/N}, \tag{23.11}$$

presupunînd, totodată, căderile de tensiune bază — emitor egale cu zero (v. problema P.23.1). Vom nota, totuşi că acest etaj tampon absoarbe un curent neglijabil. În adevăr, dacă presupunem condiţiile de încărcare astfel încît curentul este debitat în emitorul tranzistorului B_1 curentul i_L fiind deci negativ, tranzistorul B_1 se blochează. Astfel, circuitul din fig. 23.8, *a*, funcţionează ca un tampon şi măreşte factorul de încărcare la ieşire *numai* pentru i_L pozitiv (v. problema P.23.2).

Un etaj tampon ceva mai complicat, la care dificultatea de mai sus este înlăturată, se prezintă în fig. 23.8, *b*. Acest circuit conţine repetoare pe emitor cu *tranzistoare complementare*, *pnp* şi *npn*, ceea ce permite debitarea unor curenţi mari de ambele polarităţi (v. problemele P.23.3 şi P.23.4).

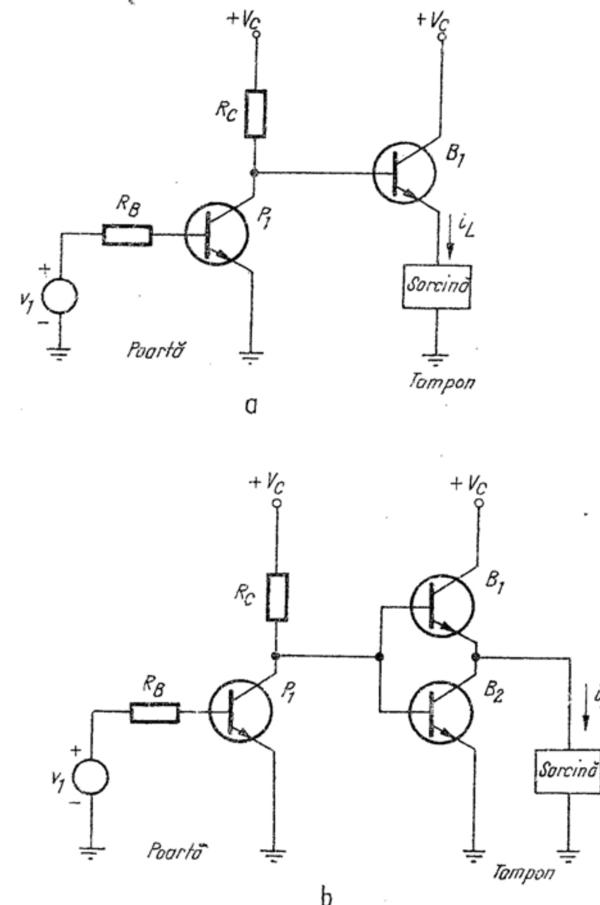
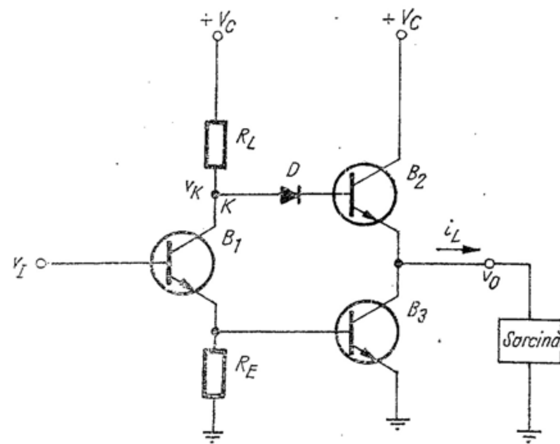


Fig. 23.8. Circuite tampon.

În fig. 23.9, *a* este arătat un al treilea circuit tampon. Dacă ieşirea circuitului de comandă a etajului tampon este în starea 0, aşa încît V_I este aproape zero, atunci B_1 şi B_3 vor fi blocate. În aceste condiţii, prin



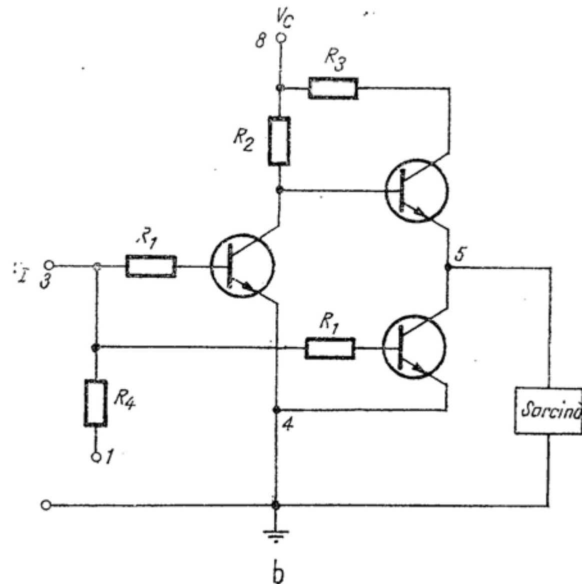


Fig. 23.9

R_L și dioda D va circula spre baza tranzistorului B_2 un curent care va deschide acest tranzistor. B_2 este conectat în configurația cu colectorul comun, ceea ce creează posibilitatea debitării unui curent pozitiv i_L de valoare mare în sarcină.

Cînd tensiunea de intrare are un nivel ridicat, tranzistoarele B_1 și B_3 se saturează. Tensiunea nodului K devine atunci:

$$v_K = V_{BE3} + V_{CE1}\,(\text{sat}), \tag{23.12}$$

iar tensiunea de ieșire va fi:

$$v_0 = V_{CE}(\text{sat}). \tag{23.13}$$

Se poate înțelege acum rolul diodei D. Dacă dioda nu ar fi prezentă, în această stare tranzistorul B_2 va fi polarizat direct de tensiunea

$$v_K - v_0 = V_{BE3},$$

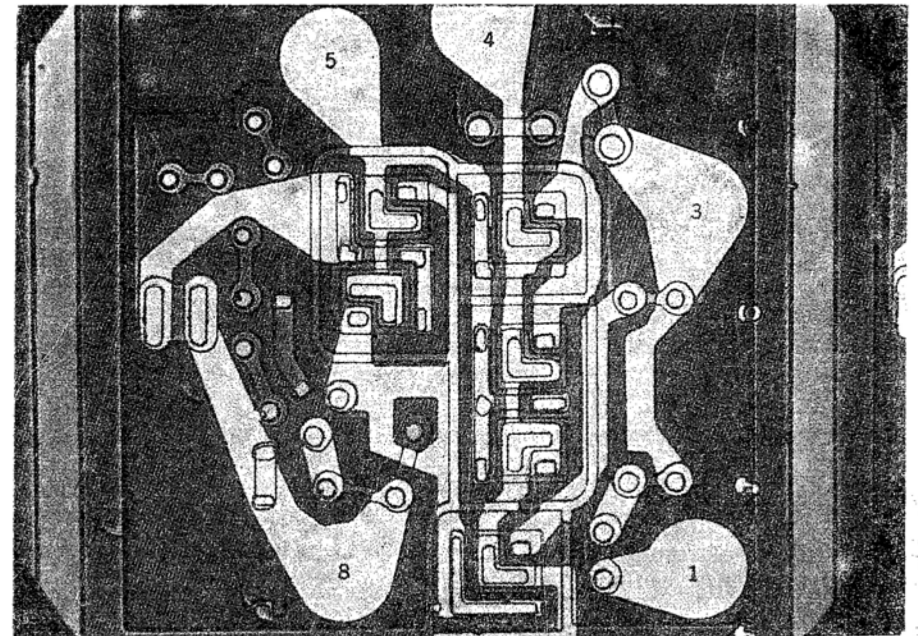


Fig. 23.9. Circuite tampon. În realizarea integrată a circuitului a, dioda D, poate fi un tranzistor conectat ca diodă:

a — tampon; b — circuit tampon integrat; la terminalul 1 se poate aplica o polarizare externă; valori tipice ale rezistențelor: $R_1 = 450\ \Omega$, $R_2 = 1000\ \Omega$, $R_3 = 100\ \Omega$, $R_4 = 1000\ \Omega$; c — fotomicrografia circuitului integrat din b.

absorbind așadar un curent important. Introducerea diodei atrage după sine prezența unei tensiuni de 0,6 V în serie cu baza tranzistorului B_2, ceea ce reduce tensiunea de intrare a acestuia și determină o scădere substanțială a curentului de colector al acestuia. Tensiunea de prag va fi și mai mare dacă se introduc două diode în serie cu baza tranzistorului B_2, ceea ce va crea o „rezervă" de funcționare sporită. Deoarece B_3 este acum saturat, circuitul poate suporta un curent negativ de sarcină de valoare mare. Deoarece circuitul are capacitatea de a accepta curenți de sarcină mari, atît în starea de „nivel" înalt, cît și în cea de „nivel scăzut", factorul său de încărcare la ieșire are o valoare înaltă.

În fig. 23.9, *b* se prezintă un al patrulea etaj tampon, disponibil ca unul din circuitele aparținînd unei familii RTL integrate [1]. Funcționarea acestui etaj nu se mai analizează, ea fiind similară cu cea a circuitului tampon din fig. 23.9, *a* (v. problema P.23.5). Fotomicrografia unei variante integrate a circuitului tampon din fig. 23.9, *b* se dă în fig. 23.9, *c*. Pentru a ușura indentificarea circuitului în structura din fotomicrografie, numerele afectate terminalelor sînt prezente în ambele figuri.

23.2.5 Viteza de comutație

Calculul vitezei de comutație a unui circuit logic complet, chiar într-o configurație simplă ca cea din fig. 23.7, reprezintă o sarcină foarte dificilă. Pentru a obține o imagine aproximativă a problemei vitezei de comutație a circuitelor digitale cu mai multe etaje, vom examina, două inversoare conectate în cascadă, ca în fig. 23.10, *a*.

Să trasăm, în primul rînd, caracterisetica statică de transfer a circuitului v_0 în funcție de v_I. Pentru valori mici ale semnalului de intrare v_I, adică $v_I = V_{CE}$ (sat), T_1 va fi blocat. În aceste condiții, T_2 este în stare de conducție, deci curentul de bază va fi:

$$i_{B2} = \frac{3-0,6}{0,6+0,4} = 2,4 \text{ mA}.$$

În regim static, dacă neglijăm V_{CE} (sat), avem:

$$i_C \text{ (sat)} = \frac{3}{0,6} = 5 \text{ mA}.$$

Este evident că tranzistorul T_2 va funcționa în regim de saturație accentuată, deoarece inegalitatea

$$i_{B2} > \frac{I_C(\text{sat})}{\beta_F} \qquad (23.14)$$

[1] Vezi bibliografia [13.3].

este îndeplinită cu un grad mare de siguranță dacă admitem pentru β valoarea tipică 50.

Dacă vom presupune acum că v_I crește, atunci, pentru $v_I \approx 0,4$ V, T_1 începe să intre în regiunea activă. Cu toate acestea T_2 va rămîne în saturație atît timp cît curentul de colector al tranzistorului T_1 va avea o valoare suficient de mare. Prin urmare, v_I trevuie să crească pînă la aproximativ 0,6 V, înainte ca T_2 să iasă din saturație. Ambele tranzistoare funcționînd acum în regiunea activă, caracteristica de transfer va crește abrupt, panta sa fiind egală cu amplificarea diferențială a circuitului:

$$\frac{\Delta v_0}{\Delta v_I} = \frac{\beta_F^2 R_{L1}}{R_{L1}+R_{B2}} \times \frac{R_{L2}}{R_S+R_{B1}} = 50^2 \times \frac{0,6}{1} \times \frac{0,6}{1} = 900.$$

Aceste detalii pot fi urmărite pe caracteristica statică de transfer, reprezentată în fig. 23.10, *b* (reprezentarea nu este făcută la scară din cauze evidente).

Dacă v_I crește încet în continuare, T_2 se blochează cînd V_{CE1} scade pînă la 0,4 V, așa încît dincolo de acest punct tensiunea rămîne constantă și egală cu V_{CC}. Creșterea mărimii v_I conduce în final la saturarea tranzistorului T_1.

Plecînd de la comportarea circuitului în regim static, să ne întoarcem acum la problema principală: calculul intervalului de timp în care cele două inversoare comută din o stare în alta ca răspuns la o variație treptată de tensiune v_I. Să presupunem că tensiunea de intrare v_I se modifică în formă de treaptă la $t = 0$ din starea 0, reprezentată de:

$$v_I = V_0 = V_{CE} \text{ (sat)} = 0,1 \text{ V}.$$

în starea 1, reprezentată de:

$$v_I = V_1 = V_{CC} = 3 \text{ V}.$$

Să mai admitem că circuitele sînt realizate cu tranzistoare *npn* difuzate cu siliciu, avînd parametrii modelului controlat prin sarcină

$$\beta_F = 0,5 \text{ ns} \qquad \tau_{BF} = 25 \text{ ns}$$

$$\beta_R = 2 \text{ ns} \qquad \tau_{BR} = 10 \text{ ns}$$

$$Q_{FO} = 1 \times 10^{-10} \text{ pC}.$$

$$K_E = 7 \qquad K_c = 4.$$

Vom aborda problema tranziției între stări estimînd mai întîi performanțele circuitului din acest punct de vedere, cu ajutorul metodei propuse în § 22.3 și verificînd apoi rezultatele cu ajutorul calculatorului.

Am arătat anterior — în decursul calculului regimului static că T_2 se găsește inițial în saturație accentuată. Acest fapt simplifică oarecum calculele, deoarece putem presupune că sarcina acumulată în exces de bază, q_{S2}, va menține tranzistorul T_2 în saturație de-a lungul întregului

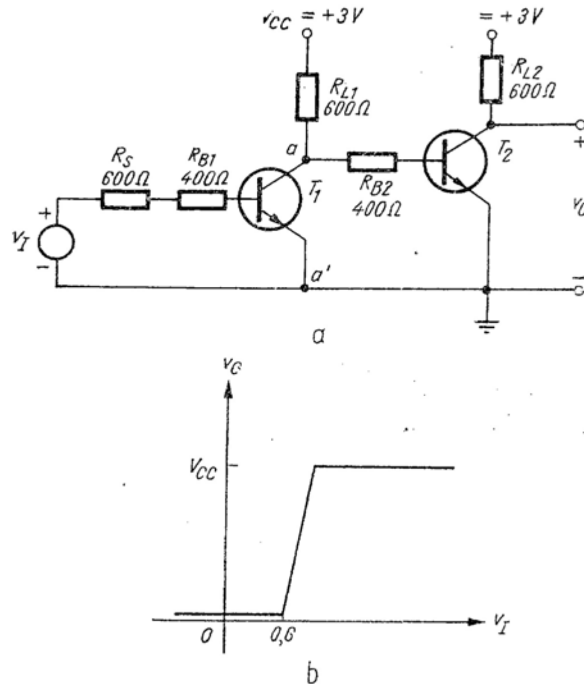


Fig. 23.10. Două inversoare RTL conectate în cascadă: *a* — circuitul; *b* — caracteristica de transfer de tensiune.

interval de timp în care se deschide T_1. Astfel, problema poate fi divizată în două secțiuni aproape independente, fiecare tratînd regimul tranzitoriu al unui singur etaj.

Întrucît T_2 este saturat în acest interval, tensiunea sa de bază va fi fixată la aproximativ 0,6 V. În acest fel, atît timp cît T_2 rămîne saturat, putem ține seamă de influența acestui tranzistor formînd echivalentul Thévenin al întregului circuit situat la dreapta punctelor a, a':

$$R_T = R_{B2} \,||\, R_{L1} = 0{,}6 \,||\, 0{,}4 = 0{,}24 \text{ k}\Omega$$

$$E_T = V_{CC}\frac{R_{B2}}{R_{B2}+R_{L1}} + 0{,}6\,\frac{R_{L1}}{R_{L1}+R_{B2}} = 1{,}6 \text{ V}.$$

Pe această bază obținem circuitul echivalent cu un singur etaj din fig. 23.11.

Folosind metoda descrisă în § 22.3.1, putem găsi variațiile mărimilor q_{VE} și q_{VC} apărute cînd regimul de funcționare al tranzistorului P_1 este schimbat de la blocare pînă la limita regiunii active. Variația de sarcină

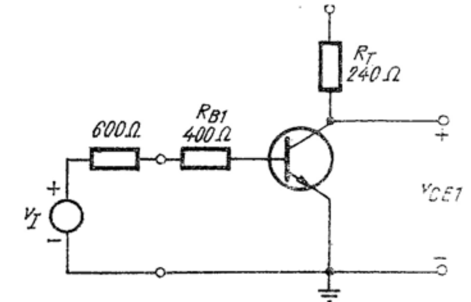


Fig. 23.11. Primul etaj, cu sarcina echivalentă Thévenin.

obținută va fi egală cu integrala curentului de bază. Dacă vom neglija căderea de tensiune pe R_T și vom presupune că valoarea medie a curentului de bază este aproximativ 2,8 mA, vom găsi pentru timpul de întîrziere valoarea (v. problema P.23.5):

$$t_d \approx 0{,}7 \text{ ns}.$$

Întrucît supracomanda pe bază este substanțială, putem fi siguri că traversarea regiunii active se face rapid. Pentru a estima timpul de creștere al circuitului din fig. 23.11, vom putea deci neglija efectul recombinării — așa cum s-a arătat în § 22.3.1 — și integra ecuația sarcinii pentru bază, obținînd:

$$\int_0^{t_r} i_B \,\mathrm{d}t \approx \Delta q_{F1} + \Delta q_{VC} + \Delta q_{VE}. \quad (23.15)$$

În acest fel am redus analiza comutării directe a primului etaj la o formă identică celei din § 22.3.2, putînd lăsa pe seama problemelor calculele detaliate pentru găsirea timpului de creștere (v. problema P.23.7). Timpul de creștere care rezultă pentru primul etaj este

$$t_r \approx 3{,}8 \text{ ns}.$$

Tensiunea de colector v_{CE1} va avea formă de rampă, așa cum se arată prin linie continuă în fig. 23.12, *b*.

Așa cum am mai spus, inițial T_2 se găsește în saturație profundă. Este deci rezonabil să ne așteptăm ca timpul de stocare t_{sd}, asociat cu evacuarea sarcinii în exces q_{S2}, să fie considerabil mai mare decît t_r. Pe această bază, tensiunea v_{CE1}, care comandă tranzistorul T_2, poate fi aproximată mai curînd ca o treaptă ce apare la momentul $t \approx 2{,}6$ ns decît ca o rampă — așa cum se arată prin linia întreruptă din fig. 23.12, *b*

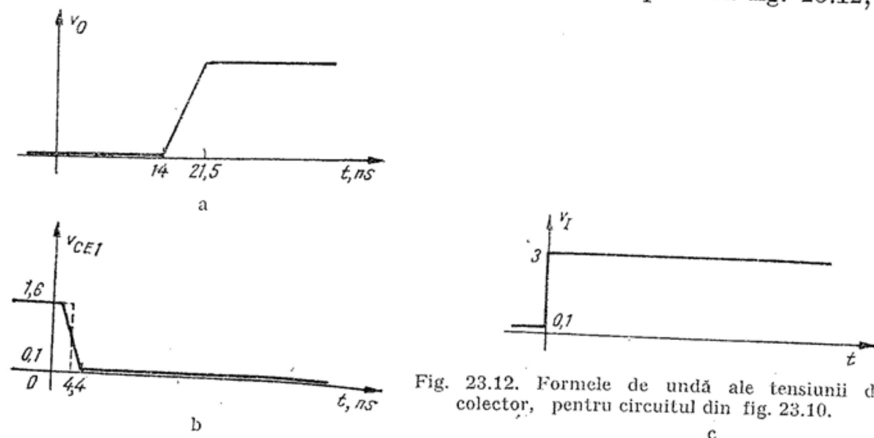


Fig. 23.12. Formele de undă ale tensiunii de colector, pentru circuitul din fig. 23.10.

Pentru a evalua timpul de stocare și timpul de scădere aferente tranzistorului T_2, vom nota mai întîi că, date fiind valorile mici ale rezistențelor de bază, curentul de bază care realizează blocarea tranzistorului T_2 are o valoare mare. În adevăr, după ce T_1 se saturează și înainte ca T_2 să iasă din saturație,

$$i_{B2} = -\frac{0{,}6-0{,}1}{400} = -1{,}25 \text{ mA}.$$

Răspunsul unui etaj inversor la un impuls treaptă de blocare în prezența unei supracomenzi de blocare a fost discutat în § 22.3.4. De aceea, calculele de detaliu pentru acest caz sînt din nou lăsate pe seama problemelor (v. problema P. 23.8). Timpul de stocare și timpul de scădere care rezultă pentru tranzistorul T_2 au valorile de aproximativ 11,4 ns și, respectiv, 7,5 ns. Reprezentarea aproximativă a formei de undă a tensiunii de ieșire se dă în fig. 23.12, *c*.

Ajungem prin urmare, la concluzia, că timpul necesar pentru ca cele două etaje inversoare din fig. 23.10, *a* să-și schimbe stările de la T_1 blocat, T_2 deschis, la T_1 deschis, T_2 blocat, este aproximativ:

$$t \approx 0{,}7 + 1{,}9 + 11{,}4 + 7{,}5 = 21{,}5 \text{ ns}.$$

Să verificăm acest rezultat cu ajutorul calculatorului. Potrivit procedurii descrise în § 22.6, trebuie mai întîi să scriem ecuațiile pentru modelul de circuit controlat prin sarcină (fig. 23.12, *b*) în termenii variabilelor de stare; aceste variabile sînt tensiunile pe capacități v_{BE1}, v_{BC1}, v_{BE2} și v_{BC2}. Schema topologică a circuitului (fig. 23.13, *c*) arată că aceste tesiuni, împreună cu sursele de tensiune v_I și V_{CC} formează un „arbore propriu", ceea ce ne arată că am definit un set corect de variabile.

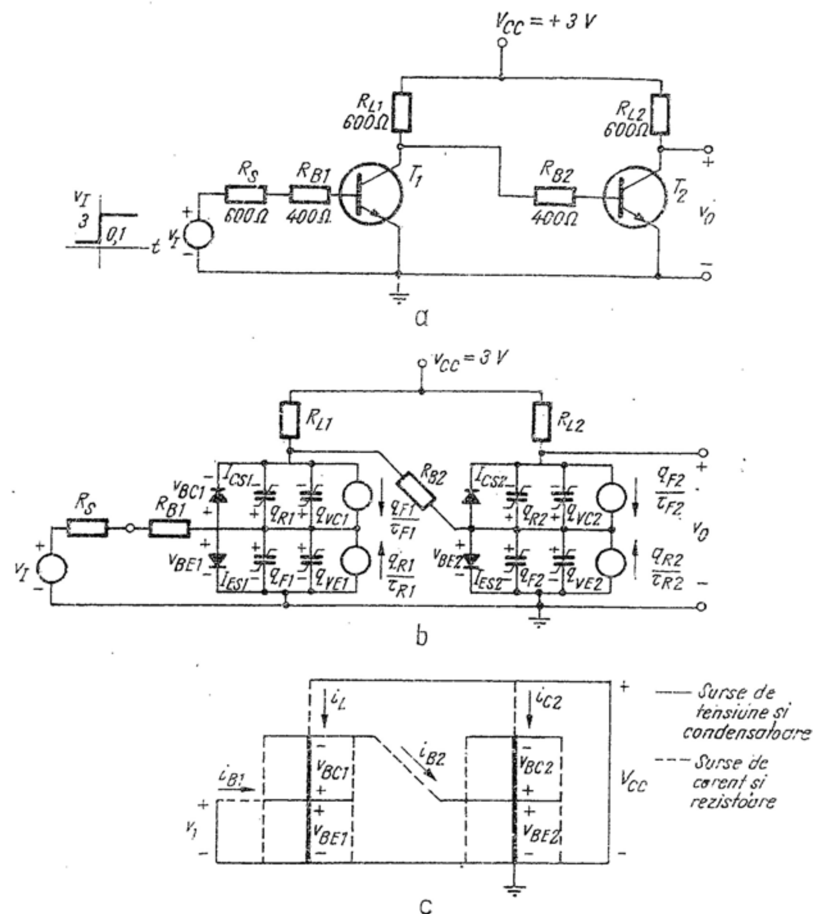


Fig. 23.13. Analiza a două etaje inversoare conectate în cascadă, cu ajutorul ecuațiilor de sarcină:
a — circuitul; *b* — modelul; *c* — topologia circuitului.

În § 22.6.2 au fost deduse relațiile corespunzătoare descrierii unui tranzistor prin variabilele de stare. Deoarece în problema noastră avem două tranzistoare, vor fi necesare 4 ecuații. Pentru primul tranzistor aceste ecuații sînt (din 22.62 și 22.63):

$$\frac{d(q_{F1}+q_{VE1})}{dt}=\frac{q_{R1}}{\tau_R}q-q_{F1}\left(\frac{1}{\tau_{BF}}+\frac{1}{\tau_F}\right)-i_{E1} \quad (23.16)$$

$$\frac{d(q_{R1}+q_{VC1})}{dt}=\frac{q_{F1}}{\tau_F}-q_{R1}\left(\frac{1}{\tau_{BR}}+\frac{1}{\tau_R}\right)-i_{C1}. \quad (23.17)$$

Pentru al doilea tranzistor:

$$\frac{d(q_{F2}+q_{VE2})}{dt}=\frac{q_{R2}}{\tau_R}-q_{F2}\left(\frac{1}{\tau_{BF}}+\frac{1}{\tau_F}\right)-i_{E2} \quad (23.18)$$

$$\frac{d(q_{R2}+q_{VC2})}{dt}=\frac{q_{F2}}{\tau_F}-q_{R2}\left(\frac{1}{\tau_{BR}}+\frac{1}{\tau_R}\right)-i_{C2}. \quad (23.19)$$

Sînt necesare, de asemenea, pentru ecuații similare celor date de (22.67)

Întrucît în circuit nu există capacități extreme, nu mai sînt necesare alte ecuații diferențiale.

Trebuie să găsim acum expresiile celor patru curenți de legătură, definiți în fig. 23.13, *c*, ca funcții de tensiunile — variabile de stare. Aceste ecuații pot fi găsite cu ajutorul fig. 23.13, *b* și fig. 23.13, *c*:

$$i_{B1}=\frac{v_I-v_{BE1}}{R_{B1}+R_S} \quad (23.20\ a)$$

$$i_{B2}=\frac{v_{BE1}-v_{BC1}-v_{BE2}}{R_{B2}} \quad (23.20\ b)$$

$$i_L=\frac{V_{CC}-v_{BE1}+v_{BC1}}{R_{L1}} \quad (23.20\ c)$$

$$i_{2C}=\frac{V_{CC}-v_{BE2}+v_{BC2}}{R_{L2}}. \quad (23.20\ d)$$

În sfîrșit, vom face legătura între curenții folosiți în scrierea ecuațiilor (23.16 — 23.19) și curenții de legătură. Deoarece i_{C2} este un curent de legătură, vor fi trei ecuații de legătură:

$$i_{E1}=i_{B2}-i_{B1}-i_L \quad (23.20\ e)$$

$$i_{C1}=i_L-i_{B2} \quad (23.21)$$

$$i_{E2}=-i_{B2}-i_{C2}. \quad (23.22)$$

Aceste ecuații, împreună cu relațiile (21.30) și (21.21), care exprimă q_F, q_R, q_{VE} și q_{VC} în funcție de variabilele de stare, precum și ecuația tensiunii de ieșire $v_0=-v_{BC2}+v_{BE2}$, pot fi trasate pe calculator în vederea efectuării circuitului.

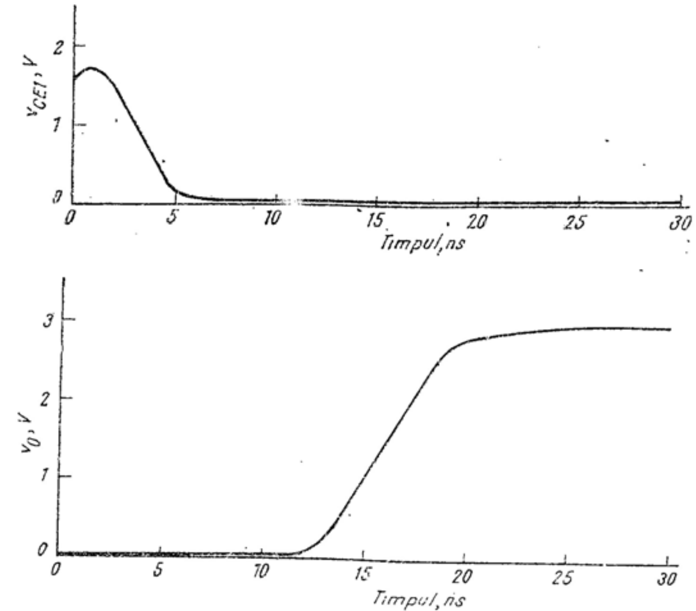


Fig. 23.14. Soluția obținută prin analiza pe calculator pentru răspunsul inversorului din fig. 23.13, *a* la un semnal treaptă de intrare.

Rezultatele obținute prin analiza pe calculator, prezentate în fig. 23.14 pentru un semnal treaptă de comutare directă aplicat la intrarea tranzis-

torului T_1, confirmă soluţia intuitivă dată mai sus. Tranzistorul T_1 comută direct în aproximativ 5 ns, iar intervalul de timp necesar pentru blocarea tranzistorului T_2 este de aproximativ 21 ns.

23.3. ALTE EXEMPLE DE CIRCUITE LOGICE CU SATURAŢIE

23.3.1. Circuite logice cu diode şi tranzistoare (DTL)

Circuitele logice cu diode şi tranzistoare constituie o extensiune naturală a circuitelor logice cu diode discutate în cap. 6. După cum s-a notat în § 6.2.2, circuitelor logice cu diode le este proprie o deplasare a nivelurilor logice, provocată de căderea de tensiune de 0,6 V pe joncţiunile diodelor aflate în stare de conducţie. În plus, circuitele logice cu diode nu prezintă amplificare — datorită absenţei elementelor active —, ceea ce limitează substanţial factorul de ramificare la ieşire. Este logic, prin urmare, să ataşăm un amplificator cu tranzistor la ieşirea fiecărei porţi cu diode. În acest fel se realizează simultan separarea între circuite, creşterea capacităţii de comandă şi reconstituirea nivelurilor logice. În general se foloseşte un amplificator inversor, după cum se arată în fig. 23.15.

Pentru o funcţionare corectă, atunci cînd oricare tensiune de intrare are un nivel scăzut, de exemplu:

$$v_A = V_0 = V_{CE}\,(\text{sat}),$$

se presupune că tranzistorul este blocat. Tensiunea v_j la ieşirea porţi cu diode va fi (pentru dispozitive cu siliciu):

$$v_j \approx V_{CE}\,(\text{sat}) + 0{,}6.$$

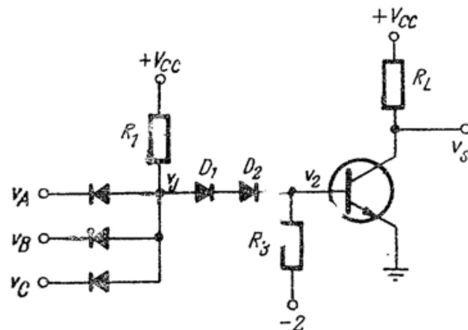


Fig. 23.15. Poarta NU – ŞI DTL.

Diodele D_1 şi D_2, precum şi sursa de tensiune negativă sînt introduse pentru a deplasa nivelul de tensiune v_j la o valoare inferioară tensiunii de prag (de bază) a tranzistorului. Întrucît căderea de tensiune pe ambele diode D_1 şi D_2 va fi aproximativ 0,6 V, pentru oricare din semnalele de intrare aflate la nivel scăzut, tensiunea de bază v_2 va fi:

$$v_2 = v_j - 1{,}2 \approx -0{,}5\ \text{V}.$$

Prezenţa unui astfel de tensiuni negative pe bază va bloca puternic tranzitorul, ceea ce va asigura o rezervă ridicată de tensiune.

Porţile DTL realizate în tehnologie integrată, deşi au în principiu aceeaşi configuraţie cu cea din fig. 23.15, conţin de obicei amplificatoare mai complexe, aşa cum se poate vedea în fig. 23.16[1]. În cazul acestor circuite, deplasarea de nivel este realizată prin căderile de tensiune emitor-bază ale etajelor intermediare de amplificare, în loc de diode. În plus, aceste tranzistoare introduc şi o amplificare înaltă de curent. În fig. 23.16, *c* se poate vedea fotomicrografia unei plăcuţe de siliciu care conţine două din porţile din fig. 23.16, *b* (v. şi planşa 3). Rezistenţa R_L nu este realizată pe plăcuţă, ea fiind o parte a circuitului exterior.

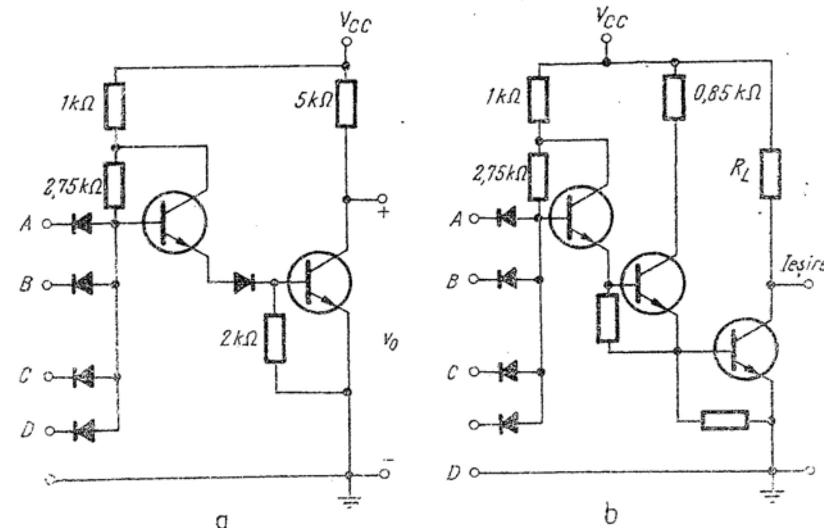
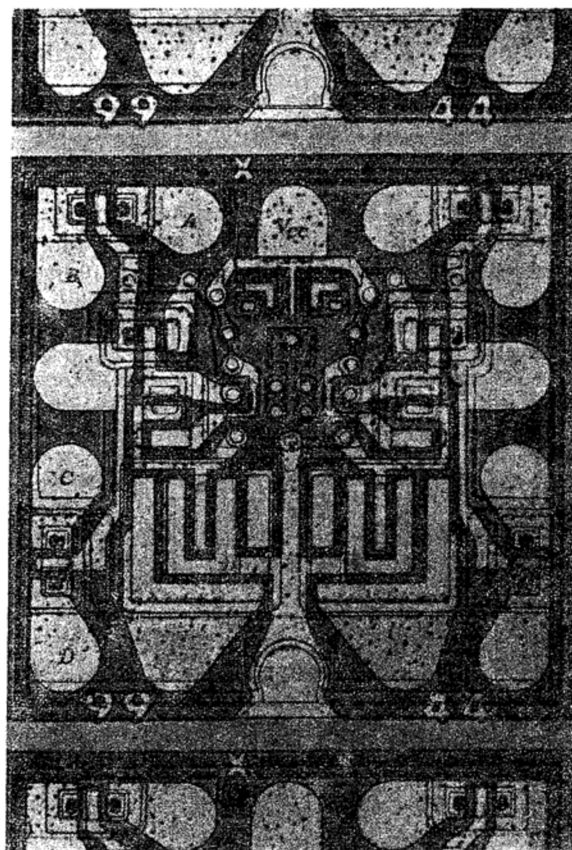


Fig. 23.16.

[1] Vezi bibliografia [22.3] şi [22.4].



c

Fig. 23.16. Porţi NU – ŞI DTL cu circuite integrate:

a şi *b* – circuite; *c* – fotomicrografia unei plăcuţe din *b*. V. şi Planşa III.

23.3.2. Circuite logice tranzistor–tranzistor (TTL, T²L)

Avantaje suplimentare pot fi obţinute dacă diodele porţii din fig. 23.15 sînt înlocuite cu joncţiunile de emitor ale unor tranzistoare. Circui-

tul care rezultă se vede în fig. 23.17. Pentru oricare din semnalele de intrare aflat la nivel scăzut, de exemplu:

$$v_A = V_{CE}\,(\text{sat}),$$

unul din tranzistoarele T_1, T_2 sau T_3 va fi saturat, aşa că tranzistorul inversor de ieşire va fi blocat (observăm că această configuraţie nu conţine elemente pentru deplasarea de nivel, ceea ce reprezintă un avantaj major faţă de circuitele logice DTL). Dacă toate intrările se găsesc la nivel înalt,

$$v_A = v_B = V_C = V_{CC},$$

toate tranzistoarele porţii vor funcţiona în *regiunea activă inversă*, deoarece colectoarele vor avea potenţialul de aproximativ $+0,6$ V, realizat

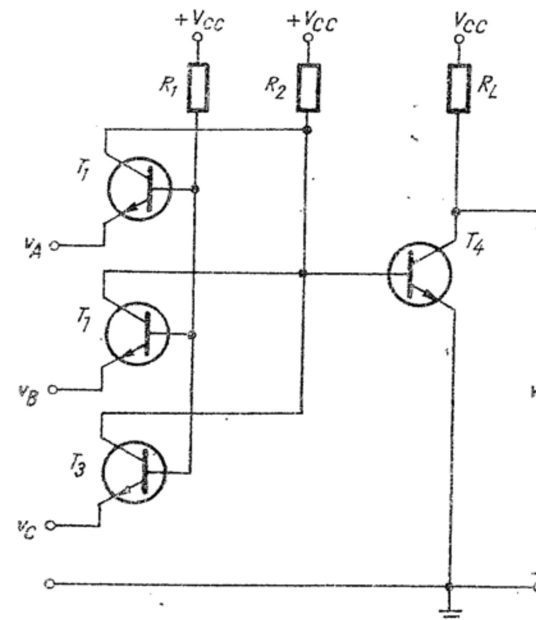


Fig. 23.17. Poarta NU – ŞI TTL.

de dioda emitor-bază a tranzistorului T_4 (acest ultim tranzistor fiind saturat). Poarta examinată realizează funcţia NU -ŞI, ca în circuitul DTL corespunzător (fig. 23.15).

Este important să remarcăm că, deoarece atît bazele tranzistoarelor porţii, pe de o parte, cît şi colectoarele, pe de altă parte, sînt conectate

între ele, este posibil ca aceeaşi funcţie logică să fie realizată într-un *dispozitiv multiemitor unic*, arătat în fig. 23.18, *a* [1]). Această configuraţie este uşor de construit în forma unui circuit integrat. Din această cauză

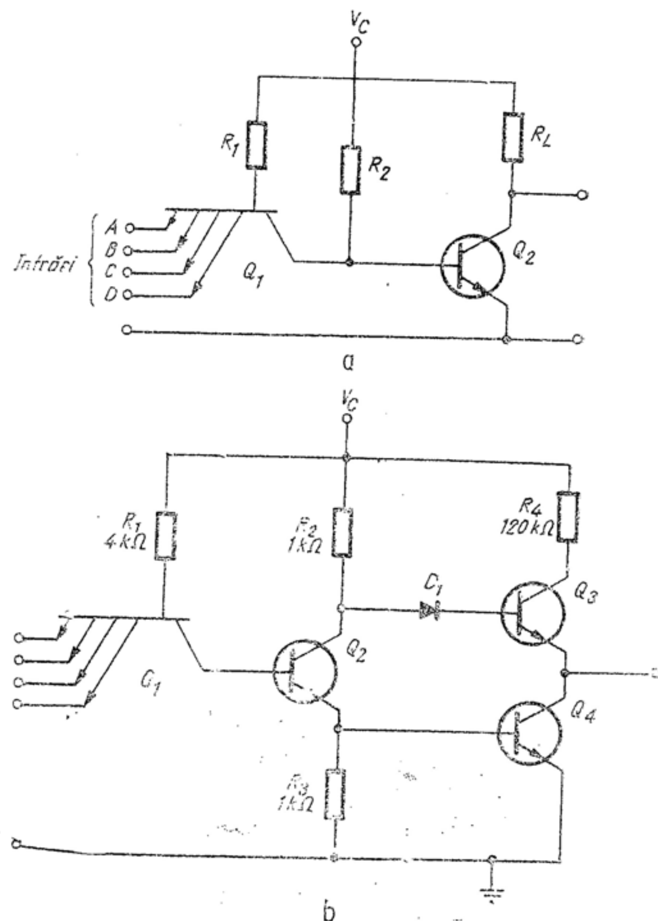


Fig. 23.18. Poartă TTL realizată în varianta multiemitor, cu circuite integrate.

dispozitivul multiemitor este folosit de obicei cu unul dintre etajele tampon de ieşire discutate în § 23.2.4. Un exemplu tipic care utilizează etajul tampon din fig. 23.9, *a* este prezentat în fig. 23.18, *b*.

[1] Vezi bibliografia [23.4].

23.4. CIRCUITE LOGICE FĂRĂ SATURAŢIE

Aşa cum am indicat în § 22.3.3, sarcina stocată care apare cînd starea de conducţie a unui tranzistor se găseşte în regiunea de saturaţie, conduce la distorsionarea impulsurilor. Întrucît aceste distorsiuni se manifestă prin lărgirea impulsurilor, ele limitează viteza maximă de funcţionare a circuitului de comutaţie. Deşi, aşa cum s-a arătat în § 22.4, consecinţele neplăcute ale prezenţei sarcinii stocate pot fi diminuate cu ajutorul capacităţilor de accelerare, întîrzierea determinată de timpul de stocare nu poate fi eliminată complet în circuitele cu saturaţie, deoarece valoarea de vîrf a curentului de blocare este limitată de circuit.

Pentru a înlătura posibilităţile de saturare a tranzistoarelor, au fost concepute cîteva configuraţii practice de circuit. Acestea evită saturaţia în una din următoarele căi : fie se folosesc diode de fixare pentru a limita tensiunea colector-bază în aşa fel încît joncţiunea de colector nu poate deveni polarizată direct, fie se controlează curentul de colector în starea de conducţie în jurul unei valori pentru care căderea de tensiune pe rezistenţa de sarcină este insuficientă pentru a satura tranzistorul. Vom lua acum în discuţie caracteristicile celor două tipuri de circuite de comutaţie cu tranzistoare menţionate pentru care starea de conducţie este plasată în regiunea activă în loc de regiunea de saturaţie.

23.4.1. Folosirea diodelor de fixare pentru evitarea saturaţiei

O cale evidentă pentru prevenirea saturaţiei unui tranzistor în conectarea unei diode de fixare în circuitul de colector (fig. 23.19). Starea de conducţie a circuitului inversor se găseşte acum în regiunea activă, deoarece dioda legată de terminalul de colector împiedică tensiunea v_2 să scadă mai jos de nivelul $V_S - V_D$, unde V_D este căderea de tensiune pe diodă. Astfel, alegînd în mod corespunzător mărimea V_S, joncţiunea de colector rămîne polarizată invers, chiar dacă valoarea curentului de comandă aplicat în bază este mare.

Cu toate aceastea, circuitul propus are neajunsuri importante. Dacă vom comuta direct tranzistorul făcînd $v_1 = V_{CC}$, curentul de colector va fi

$$i_C = \beta_F i_B = \beta_F \frac{V_C}{R_B}. \tag{23.23}$$

Valoarea mare a curentului de colector — mult mai mare decît V_C/R_L, curentul de colector în absenţa diodei de fixare — conduce la o sarcină

stocată mare, deoarece în regim staționar (pentru acest circuit, în regiunea activă):

$$q_F = I_B \tau_{BF} = \tau_{BF} \frac{V_C}{R_B}. \tag{23.24}$$

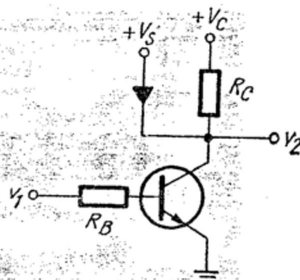


Fig. 23.19. Folosirea unei diode de fixare pentru evitarea intrării tranzistorului în saturație.

Mai mult decît atît, prin diodă va circula un curent important așa că în aceasta va fi stocată o sarcină de valoare mare. Datorită acestor două efecte, circuitul fără saturație examinat poate avea un răspuns mai lent în regim tranzitoriu (v. problema P.23.9). Cauza principală a distorsionării formelor de undă în circuitele logice nu este saturația în sine, ci sarcina acumulată în bază, excesivă în raport cu valoarea necesară pentru a menține curentul de colector dorit. Dificultatea principală legată de funcționarea circuitului din fig. 23.19 constă în faptul că dioda nu are o influență suficientă asupra importantului parametru care este sarcina electrică din bază.

Circuitul din fig. 23.20, *a* oferă o modalitate mai practică de a evita saturația tranzistorului. Dioda D_1 devine polarizată direct de îndată ce v_1 este mai mare decît 1 V. Dioda D_2 devine și ea polarizată direct după ce tensiunea de colector a scăzut la aproximativ 0,6 V, evitînd astfel închiderea joncțiunii de colector. Mai important este totuși faptul că dioda D_2 poate acum să transfome o parte a curentului de intrare direct în circuitul de colector, prevenind astfel acumularea unei sarcini excesive în bază.

Pentru a calcula curenții în regimul staționar corespunzător stării de conducție, putem folosi modelul din fig. 23.20, *b*. Deoarece starea de conducție se găsește în regiunea activă, sînt valabile expresiile:

$$I_S = \frac{V_C - 1{,}2}{R_B} \tag{23.25}$$

$$I_R = \frac{V_C - 0{,}6}{R_L} \tag{23.26}$$

$$I_C = -\alpha_F I_E = \alpha_F (I_S + I_R) \tag{23.27}$$

$$\approx V_C \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_L}\right). \tag{23.28}$$

Prin urmare

$$q_F = \tau_F I_C = \tau_F \ V_C \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_L}\right) = \frac{\tau_{BF} V_C}{\beta_F} \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_L}\right). \tag{23.29}$$

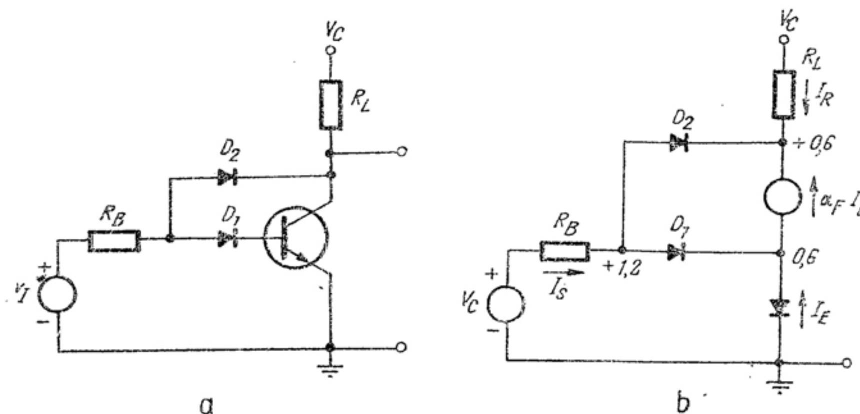


Fig. 23.20. Inversor rapid fără saturație:
a – inversor cu diodă de fixare; *b* – circuit echivalent pentru stare de conducție.

Compararea rezultatului obținut cu ecuația (23.24) arată că în cazul studiat sarcina stocată este mai mică decît cea corespunzătoare circuitului din fig. 23.19 (raportul acestor două sarcini depășește factorul $1/\beta_F$). Curenții diodelor sînt de asemenea de cel puțin β_F ori mai mici pentru acest circuit decît în fig. 23.19, așa încît se poate realiza o ameliorare substanțială a răspunsului în regim tranzitoriu (v. problema P.23.10), cu condiția ca sarcina dominantă să fie componenta q_F și nu componenta q_{VC}.

23.4.2. Circuite cu cuplaj pe emitor (ECL)

Nu este, în general, posibil să se realizeze circuite de comutație fără saturație, în care saturația să fie evitată prin controlul curentului de bază. Amplificarea de curent β_F variază prea mult de la un tranzistor la altul

pentru a permite un control precis al curentului de colector în stare de conducție cu ajutorul curentului de bază. Pe de altă parte, curentul de colector poate fi controlat — și în felul acesta se poate evita saturația — prin realizarea circuitului de comutație în așa fel, încît curentul de emitor în stare de conducție este strîns controlat, fiind independent de nivelul comenzii de bază. Circuitele a căror structură are la bază această idee,

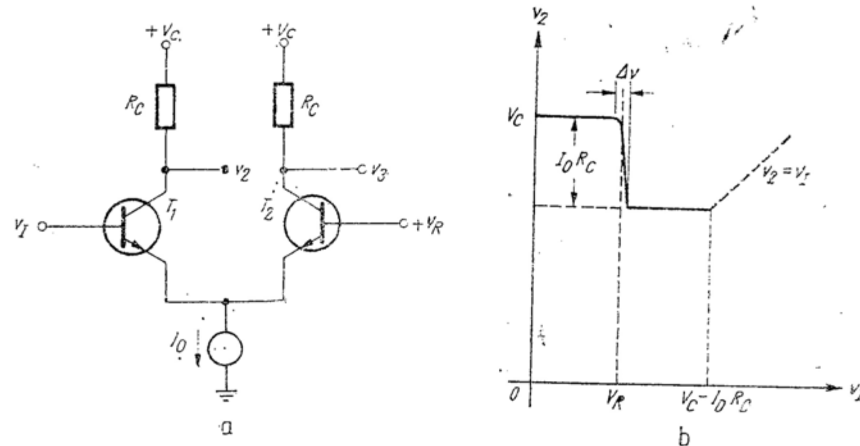


Fig. 23.21. Circuit de cuplaj prin emitor: *a* circuit elementar; *b* — caracteristica statică de transfer.

poartă numele de *circuite logice cu cuplaj pe emitor* (ECL). O variantă simplă de circuit ECL se prezintă în fig. 23.21, *a*. Remarcăm că topologia circuitului este identică cu cea a amplificatorului diferențial discutat in § 7.4.2.

Curentul constant I_0 debitat de sursa de curent, se va divide între emitoarele celor două tranzistoare într-un mod determinat de tensiunea de intrare v_I. Dacă aceasta este mai mică decît potențialul de referință V_R, tranzistorul T_1 este blocat și întreg curentul I_0 circulă prin tranzistorul T_2. Circuitul se găsește în stare de blocare, iar tensiunea de ieșire v_2 este egală cu tensiunea de alimentare de colector V_C. Cînd tensiunea de intrare crește T_1 începe să conducă, iar curentul I_0 se divide între cele două tranzistoare. În momentul în care v_I întrece potențialul de referință V_R, dioda de emitor a tranzistorului T_2 este polarizată invers și tot curentul I_0 circulă prin T_1. Aceasta este starea de conducție a circuitului, caracterizată de o tensiune de ieșire egală cu $V_C - I_0 R_C$. Curentul I_0 este „dirijat" către unul din tranzistoare prin intermediul tensiunii de intrare v_I. Comportarea circuitului poate fi analizată cu ajutorul caracteristicii statice de transfer din fig. 23.21, *b*.

Intervalul de valori ale tensiunii de intrare de-a lungul căruia apare tranziția din starea de blocare în starea de conducție, notat cu Δv pe caracteristica statică de transfer, este îngust. Variații de tensiune de numai cîteva zecimi de volt sînt suficiente pentru a transfera curentul de la un tranzistor la altul.

Inflexiunea caracteristicii de transfer la $v_I = V_C - I_0 R_C$ (punct în care tensiunea v_2 începe să crească odată cu mărirea lui v_1) apare cînd tranzistorul se saturează. Variantele practice de circuite ECL sînt proiectate astfel, încît să funcționeze în zona inferioară acestui punct, prin restrîngerea gamei de variație a tensiunii de intrare v_I. Observăm că acest circuit are două ieșiri complementare, v_2 și v_3 (precum și o intrare suplimentară opțională pe baza celui de-al doilea tranzistor). Acest circuit, care reprezintă blocul funcțional de bază al tuturor circuitelor logice cu cuplaj pe emitor, poate fi utilizat, prin urmare, fie ca un amplificator inversor, fie ca unul care nu inversează faza (v. problema P.23.11).

În practică, sursa de curent din fig. 23.21, *a* este realizată de o rezistență și de o sursă de tensiune negativă, așa cum se arată în fig. 23.22. Această modificare conduce la apariția unei ușoare pante negative a caracteristicii statice de transfer în regiunea corespunzătoare stării de

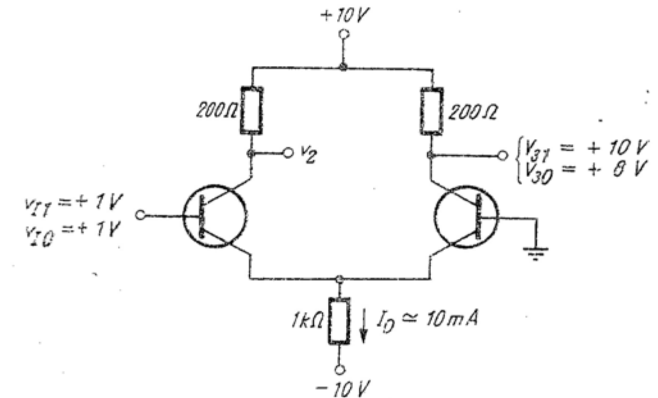


Fig. 23.22. Circuit cu cuplaj prin emitor cu ieșiri complementare.

conducție. Valorile corespunzătoare variabilelor de ieșire sînt aproximative, ele fiind bazate pe presupunerea că $I_0 = 10$ mA. În realitate, curentul de rezistență de emitor este puțin diferit într-o stare față de cealaltă (v. problema P.23.12).

Valorile variabilelor de intrare și de ieșire din fig. 23.22 pun în evidență un dezavantaj al circuitelor ECL: nivelurile de tensiune care corespund

valorilor binare ale variabilei de ieşire sînt deplasate faţă de nivelurile de tensiune de la intrare. Prin urmare. circuitele ECL nu pot fi conectate în cascadă.

23.4.3. Poarta SAU – (NU–SAU) cu cuplaj pe emitor (ECL)

Fig. 23.23 prezintă structura unei porţi logice cu cuplaj pe emitor. Să presupunem mai întîi că la intrările v_A, v_B, v_C este aplicat un semnal negativ. Tranzistorul Q_O, a cărui bază e conectată la masă, va fi astfel

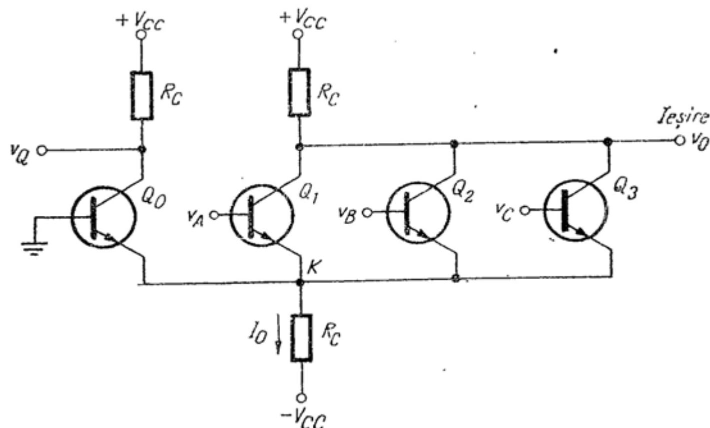


Fig. 23.23. Poartă cu cuplaj prin emitor; poarta realizează funcţiile SAU şi NU – SAU.

în stare de conducţie cu un curent de colector $I_C \approx I_O$, în timp ce Q_1, Q_2, Q_3 vor fi blocate. Dacă acum, una sau mai multe dintre intrările v_A, v_B sau v_C devine pozitivă, tranzistorul (sau tranzistoarele) corespunzător intră în starea de conducţie. În acest fel v_O este o funcţiune NU–SAU pentru o reprezentare pozitivă. Funcţiunea SAU este de asemenea disponibilă folosind tensiunea v_Q ca semnal de ieşire. Deplasarea de nivel între tensiunile de intrare şi de ieşire este prezentă şi în acest caz, aşa cum se întîmpla pentru inversorul simplu ECL prezentat mai sus.

23.4.4. Metode de cuplaj pentru circuitele cu cuplaj pe emitor (ECL)

În fig. 23.24 [1]) este ilustrată o modalitate pentru eliminarea neadaptării nivelurilor de curent continuu amintite în secţiunea precedentă.

[1]) Vezi bibliografia [23.4].

Ieşirile porţii ECL sînt conectate la etajele repetoare pe emitor de la ieşire, care deplasează nivelurile în jos cu aproximativ 0,6 V, asigurînd în acelaşi timp posibilitatea debitării unui curent de ieşire de valoare crescută. Prin alegerea judicioasă a tensiunilor de alimentare şi a valorilor tensiunilor de semnal se poate realiza adaptarea nivelurilor de intrare şi ieşire. Pentru tensiunile de alimentare din figură, vor rezulta nivelurile logice

$$V_0 = -1,6 \text{ V}$$

$$V_1 = -0,75 \text{ V},$$

ceea ce va asigura adaptarea nivelurilor de tensiune pentru intrarea v_1 şi ieşirile v_4 şi v_5 (v. problema P.23.13).

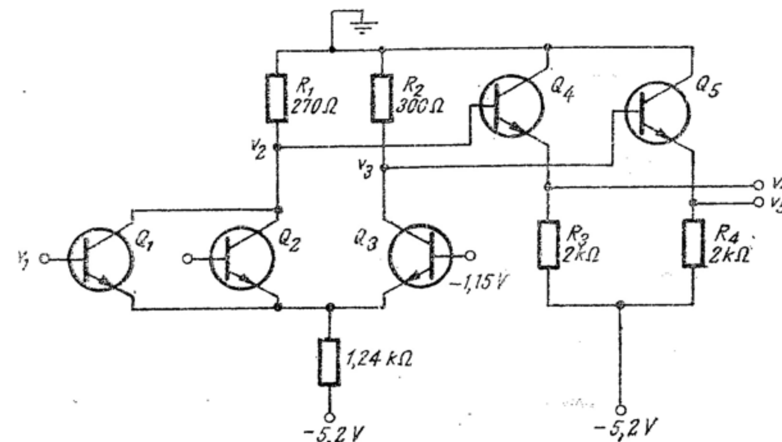
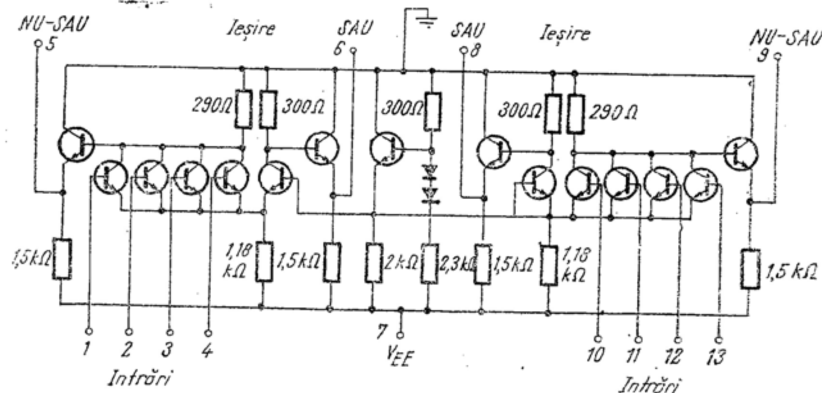


Fig. 23.24. Poartă SAU – (NU – SAU) cu cuplaj pe emitor cu nivele logice de intrare şi ieşire compatibile.

Un circuit ECL tipic integrat poate include două porţi complete SAU–(NU – SAU) cu cîte patru intrări şi un tranzistor regulator pentru a asigura potenţialul de referinţă al bazei unuia din tranzistoarele fiecăreia din cele două porţi diferenţiale ECL, după cum se arată în fig. 23.25.[1]) Un avantaj important al unui asemenea circuit integrat constă în faptul că schimbările temperaturii dispozitivelor afectează atît poarta, cît şi tranzistorul regulator. Astfel, printr-o proiectare corespunzătoare este posibil să se menţină punctul – prag al porţii în centrul regiunii de tranziţie, indiferent de valoarea temperaturii.

[1]) V. bibliografia [23.5].



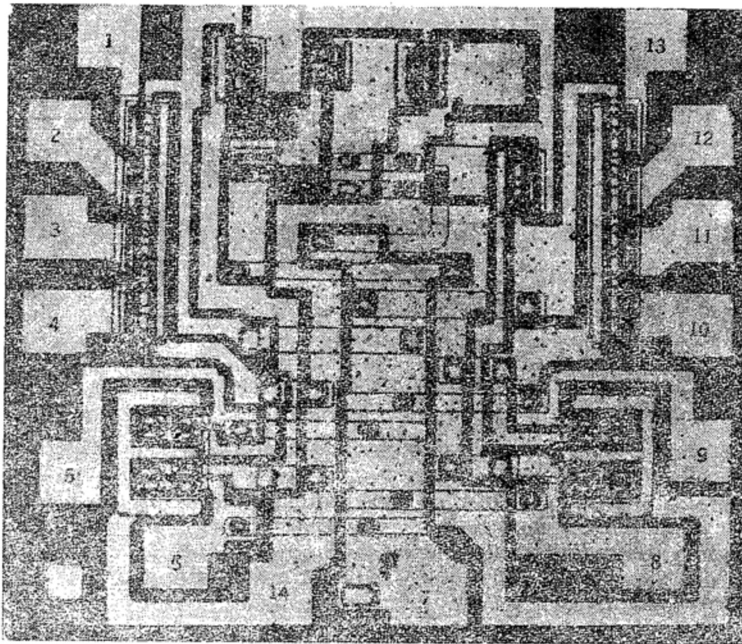


Fig. 23.25 Poartă SAU — (NU—SAU) duală cu patru intrări, cu circuite integrate: *a* — circuitul; *b* — fotografia plăcuţei de siliciu pentru circuitul din fig. 23.25*a* V. şi Planşa 4.

23.4.5. Comportarea în regim tranzitoriu a circuitelor cu cuplaj pe emitor (ECL)

Circuitele de comutaţie cu cuplaj pe emitor pot funcţiona mult mai rapid decît circuitele cu saturaţie realizate cu acelaşi tip de tranzistoare. Acest avantaj este datorat în principal faptului că este evitat timpul de stocare (care însoţeşte inevitabil starea de conducţie în regiunea de saturaţie). În afară de aceasta, circuitele ECL funcţionează, în general, cu salturi mici de tensiune şi curenţi de colector importanţi, aşa încît variaţiile corespunzătoare ale sarcinilor în zonele cu sarcină de volum pot fi realizate mai rapid. În sfîrşit, aceste circuite sînt de obicei comandate de surse de semnal cu impedanţă internă relativ scăzută, adică etaje de ieşire repetoare pe emitor ca în poarta precedentă (fig. 23.24). Astfel curentul de vîrf al bazei poate avea o valoare înaltă în timpul schimbărilor de stare, reducîndu-se în acest fel, timpul necesar pentru modificarea sarcinii acumulată în exces în bază. Acţiunea acestor factori face circuitele ECL de cinci pînă la zece ori mai rapide decît circuitele cu saturaţie realizate cu tranzistoare comparabile. Desigur, această îmbunătăţire se realizează cu preţul unei disipaţii crescute de putere şi al unei complexităţi mai pronunţate a circuitelor. Ultimul factor are o însemnătate mai redusă dacă circuitele sînt realizate în formă integrată.

Studiul cantitativ al comportării în regim tranzitoriu al unui circuit ECL este mai complicat decît analiza corespunzătoare a unui circuit cu saturaţie, deoarece circuitul cu cuplaj pe emitor este comandat de o sursă de tensiune scăzută şi impedanţă internă mică. Prin urmare, curentul de bază nu este determinat numai de parametrii circuitului de comandă şi variază substanţial în timpul parcurgerii regiunii active. Pentru aceste motive, metoda aproximativă de analiză folosită în exemplele anterioare nu conduce la rezultate rezonabile. Din această cauză sîntem constrînşi să apelăm la analiza cu ajutorul calculatorului.

Examinînd circuitul cu două tranzistoare din fig. 23.26, *a*, putem ilustra problemele care apar în studiul comportării în regim tranzitoriu şi, totodată, putem înţelege natura timpilor de răspuns. Să presupunem că sursa echivalentă Thévenin de tensiune se modifică brusc la $t = 0$ cu o cantitate ΔV - aşa cum se arată în figură; această modificare va iniţia un regim tranzitoriu care se încheie cînd curentul i_T a fost comutat de la tranzistorul *2* la tranzistorul *1*. Scopul analizei constă în a determina timpul necesar pentru producerea acestei schimbări; acest interval de timp este timpul de creştere a unuia dintre curenţii de colector, respectiv timpul de cădere a celuilalt curent de colector. Presupunem totodată că tranzistoarele sînt identice cu cele folosite în analiza circuitelor RTL (în § 23.2.5).

Modelul complet cu parametrii controlați prin sarcină pentru circuitul examinat se arată în fig. 23.26, *b*. Pentru a determina variabilele de stare vom reprezenta structura topologică a circuitului ca în fig. 23.26, *c*, în care liniile continue reprezintă sursele de tensiune și capacitățile, iar liniile

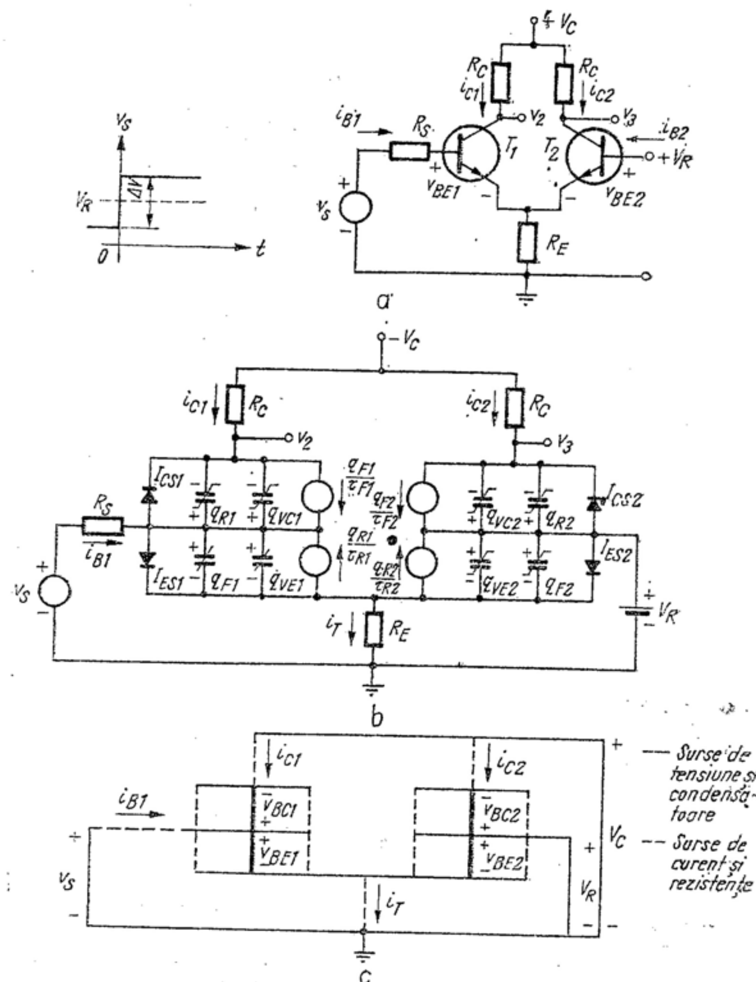


Fig. 23.26. Calculul regimului tranzitoriu la comutarea unui circuit cu cuplaj prin emitor:
a – circuitul; *b* – modelul circuitului; *c* – topologia circuitului;

întrerupte — sursele de curent și rezistențele. Arborele format de sursele de tensiune și capacități este evident un arbore propriu. Pentru a descrie tranzistoarele pot fi folosite euațiile generale ale metodei sarcinii scrise pentru i_E și i_C, așa cum au fost formulate în § 22.6.2; în acest scop sînt necesare două grupuri de ecuații similare cu ecuațiile (22.62) și (22.63). De asemenea, rezolvarea problemei reclamă folosirea a patru ecuații similare cu (22.67), precum și a relațiilor între fiecare din cele opt sarcini variabile și tensiunile corespunzătoare pe joncțiuni (variabile de stare).

Pentru a completa formularea problemei, vom exprima curenții i_{E1}, i_{C1}, i_{E2} și i_{C2} în funcție de curenții de legătură definiți în fig. 23.26, *c*. Deoarece i_{C1} și i_{C2} sînt ei înșiși curenți de legătură, relațiile căutate vor fi:

$$i_{E1} = -i_{B1} - i_{C1} \tag{23.30 a}$$

$$i_{E2} = -i_T + i_{B1} + i_{C1}. \tag{23.30 b}$$

În sfîrșit, va trebui să exprimăm cei patru curenți de legătură ca funcții de tensiunile — variabile de stare. Relațiile căutate sînt date mai jos, cu ajutorul fig. 23.26, *b* și *c*:

$$i_{B1} = \frac{v_S - V_R + v_{BE2} - v_{BE1}}{R_S} \tag{32.31 a}$$

$$i_{C1} = \frac{V_C - V_R + v_{BE2} - v_{BE1} + v_{BC1}}{R_C} \tag{23.31 b}$$

$$i_{C2} = \frac{V_C - V_R + v_{BC2}}{R_C} \tag{23.31 c}$$

$$i_T = \frac{V_R - v_{BE2}}{R_E}. \tag{23.31 d}$$

Aceste relații, împreună cu cele care leagă tensiunile de ieșire și variabilele de stare,

$$v_2 = V_R - v_{BE2} + v_{BE1} - v_{BC1} \tag{23.32}$$

$$v_3 = V_R - v_{BC2}, \tag{23.33}$$

pot fi acum tratate pe calculator în vederea soluționării. Pentru valorile particulare ale parametrilor date mai sus și presupunînd un semnal treptată

de intrare de 0,9 V, rezultatele sînt reprezentate în fig 23.27. Așa cum am prevăzut, timpul de creștere al acestui circuit ECL este foarte redus. Întreg regimul tranzitoriu se încheie în aproximativ 2,5 ns, adică mult mai repede decît în cazul porții RTL analizată în § 23.2.5 (v. fig. 23.14).

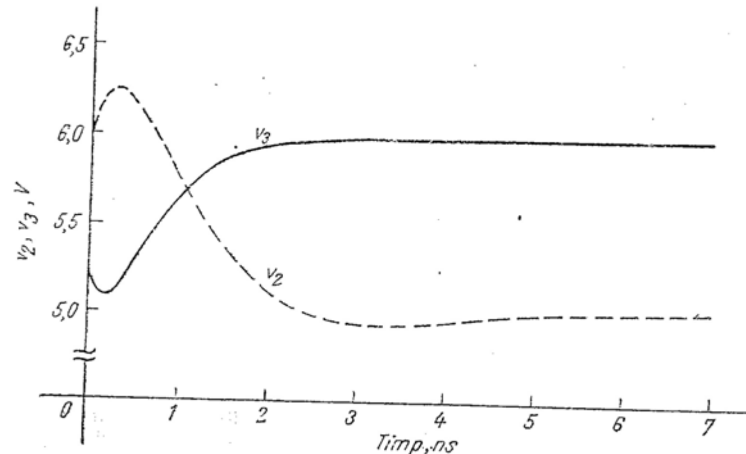


Fig. 23.27. Răspunsul în regim tranzitoriu al circuitului cu cuplaj prin emitor din fig. 23.26, obținut cu ajutorul calculatorului.

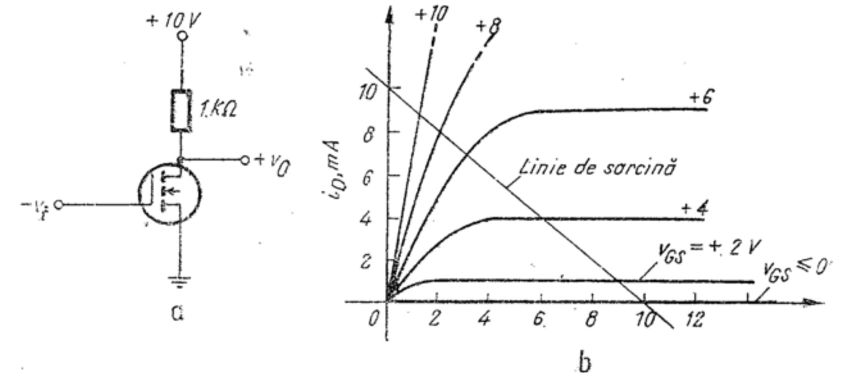
23.5. TRANZISTOARELE CU EFECT DE CÎMP CA ELEMENTE DE COMUTAȚIE

23.5.1. Caracteristici de comutație

Diferitele variante de tranzistoare cu efect de cîmp — cu joncțiuni, cu poartă izolată sau MOS — pot fi folosite ca elemente de comutație în circuitele digitale. Deoarece conducția drenă-sursă, așa cum se arată în fig. 9.14 (care descrie un dispozitiv cu canal n indus), este controlată de tensiunea poartă-sursă, curentul între drenă și sursă poate fi comutat între două valori, una mare și cealaltă suficient de mică, cu ajutorul tensiunii poartă-sursă. Această funcție de control este ilustrată în circuitul din fig. 23.28, în care un dispozitiv cu canal n indus funcționează cu sarcină rezistivă. Dacă folosim reprezentarea pozitivă a stărilor din tabelul 23.2, rezultă din caracteristica de transfer dată în fig. 23.28, c că circuitul MOS funcționează ca un inversor logic.

Tranzistoarele MOS folosite în schemele digitale sînt deseori fabricate în formă de circuite integrate. În asemenea cazuri, este ușor ca în locul

rezistențelor de sarcină folosite în circuitele inversoare să fie introduse alte tranzistoare MOS. De aceea, configurații ca cea arătată în fig. 23.29, a sînt frecvent folosite. În acest circuit tranzistorul T_1, care funcționează cu poarta conectată la drenă, constituie o sarcină neliniară pentru tranzis-



torul T_2; trasarea caracteristicii de sarcină corespunzătoare se poate urmări în fig. 23.29, b. (v problema P 23.15).

Tabelul 23

Starea	Gama valorilor tensiunii
0	0 la 4 V
1	6 la 10 V

c
v_O, V
10
8
6
4
2
0
2
4
6
8
10
12
v_I, V

Fig. 23.28. Circuit de comutație cu tranzistor cu efect de cîmp:
a — circuitul; b — caracteristicile de ieșire și caracteristica de sarcină; c — caracteristica de transfer.

Dacă dispunem atît de dispozitive cu canal n cît și de dispozitive cu canal p, proprietățile inversorului a cărui sarcină este un alt tranzistor MOS, vor fi substanțial îmbunătățite (fig. 23.20). Cînd tensiunea de intrare v_I este + 10V, tranzistorul inferior (cu canal n) conduce, pe cînd tranzistorul superior (cu canal p) este blocat. În acest mod, terminalul de ieșire este conectat la masă și $v_O \approx 0$. Invers, cînd $v_i = 0$, tranzistorul inferior e blocat, iar tranzistorul superior conduce. Terminalul de ieșire este conectat la tensiunea de alimentare de 10V, iar $V_O \approx 10$V. Acest circuit prezintă proprietatea că nu absoarbe curent de la sursa de alimentare — cu excepția intervalelor de tranziție între stări, cînd capacitățile asociate sînt încărcate sau descărcate.

Dinamica procesului de comutare în aceste circuite MOS este determinată de sarcina acumulată în poartă, care controlează curentul drenă sursă. Din păcate, modelele cu parametrii controlați prin sarcină, care

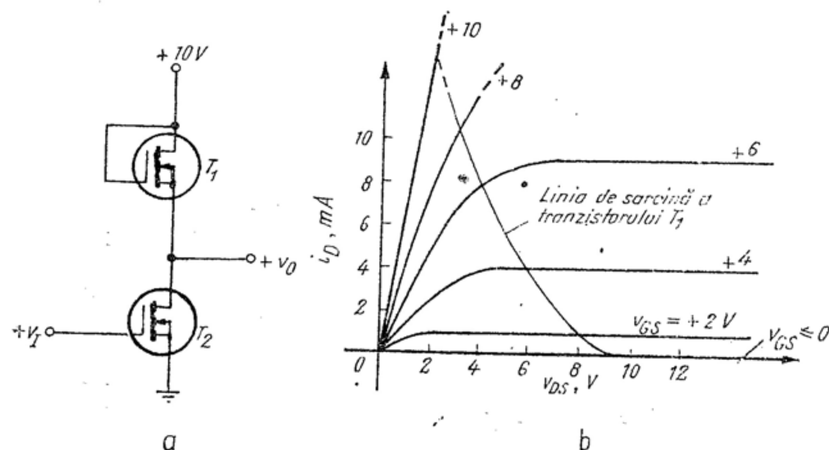


Fig. 23.29. Folosirea unui al doilea tranzistor MOS, ca sarcină neliniară : *a* – circuitul ; *b* – caracteristicile de ieșire și linia de sarcină.

descriu acest proces, sînt comolexe și neliniare. Discuția de mai sus a avut în vedere în special transistoarele MOS, fără a se ocupa de tranzistoarele cu efect de cîmp cu joncțiune. Pot fi subliniate două cauze prin-

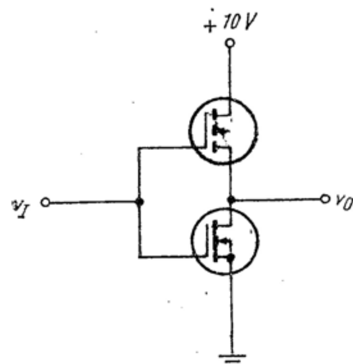


Fig. 23.30. Circuit de comutație cu tranzistoare MOS cu canale complementare.

cipale pentru tratarea în special a tranzistoarelor MOS. În primul rînd, dispozitivele MOS pot funcționa cu canal indus, ceea ce facilitează cuplajul direct între etajele logice. În al doilea rînd, dispozitivele MOS se fabrică

mai ușor în formă integrată. În adevăr, structurii MOS de dimensiuni mari pot fi fabricate în varianta integrată cu mult mai puține dificultăți decît structurile cu tranzistoare bipolare, deoarece tranzistoarele MOS sînt dispozitive cu purtători majoritari care nu reclamă un control strîns al timpului de viață sau al proprietăților joncțiunilor. De aceea structurile digitale integrate pe scară largă care conțin sute de dispozitive active sînt dominate în prezent de tehnologia MOS.

23.5.2. Porți logice MOS

În fig. 23.31 sînt reprezentate două porți simple cu tranzistoare MOS. În ambele cazuri se folosesc dispozitive cu canal *n* și indus. În circuitul din fig. 23.31, *a* tensiunea de ieșire v_O este înaltă dacă și numai dacă

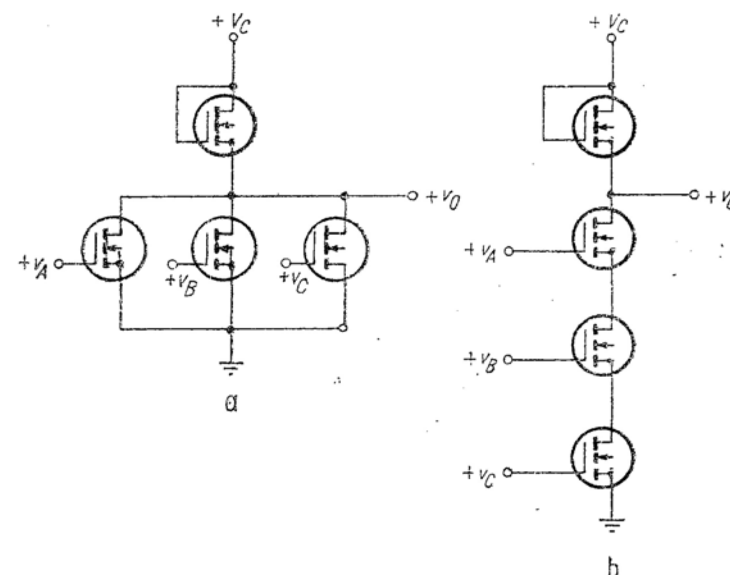


Fig. 23.31. Porți logice cu tranzistoare MOS.

niciuna din mărimile v_A, v_B, v_C nu are o valoare înaltă (adică cele trei tranzistoare inferioare sînt blocate). Prin urmare, pentru o reprezentare pozitivă circuitul este o poartă NU — SAU. În circuitul din fig. 23.31, *b* tensiunea de ieșire este scăzută dacă și numai dacă v_A, v_B, v_C au valori înalte, cu alte cuvinte dacă cele trei tranzistoare inferioare conduc. Astfel pentru o reprezentare pozitivă, acest circuit este o poartă NU — ȘI.

23.6. DEMONSTRAȚIE EXPERIMENTALĂ DE CURS

Aproape oricare din circuitele examinate în acest capitol pot fi folosite pentru demonstrații experimentale de curs. De exemplu, se pot utiliza circuitele tampon din fig. 23.8 și fig. 23.9 pentru a comanda o sarcină capacitivă. Viteza relativă de răspuns a circuitului de inversare simplu, a celui cu diodă de fixare din fig. 23.19, precum și a circuitului îmbunătățit din fig. 23.20 *a* poate constitui de asemenea obiectul unei demonstrații experimentale de curs simple. În mod similar, este util să se pună în evidență vitezele relative de răspuns ale diverselor circuite logice (porțile RTL, DTL, ECL).

BIBLIOGRAFIE

23.1. J. Millman și H. Taub. *Pulse, Digital, and Switching Waverforms*, Mc Graw — Hill New York, 1965.

23.2. J. H. Haris ș.a. *Digital Transistor Circuits*, Wiley, New York, 1966.

23.3. *Fairchild Microcircuits*, Fairchild Semiconductor, 1968,

23.4. W. E. Wickes, *Logic Desing wirlh Integrated Circuits*, Wiley, New York, 1968.

23.5. *Motorola Doigital Integrated Circuits: MECL*, Motorola Semiconductor Products, Pheonix, 1967.

23.6. V. A. Otero, *Simplified Transistor Models for Computer Aided Desing*, S.M. Thesis, M.I.T., May 1968.

23.7. H. Camenzind. *Circuit Desing for Integrated Circuits*, Addison — Wesley, Reading, Mass., 1968.

PROBLEME

P.23.1. Să se cacluleze valoarea maximă a curentului de sarcină pozitivă i_L care poate fi absorbit de la etajul tampon din fig. 23.8, *a*, presupunînd că sarcina este formată din alte N tranzistoare, ca în fig. 23.7. Să se verifice ecuația (23.11).

P 23.2. Să se reprezinte forma de undă de la ieșirea circuitului din fig. 23.8, *a*, dacă sarcina este o rezistență de 1 kΩ în paralel cu o capacitate de 1000 pF. Se presupune că forma de undă de la intrare este un impuls dreptunghiular cu durata de 1 μs și suficient de înalt pentru a satura tranzistorul P_1; nu se va ține seama de procesele tranzitorii în interiorul tranzistorului (v. pag. 372).

P 23.3. Să se calculeze valoarea maximă a curentului pozitiv de sarcină i_L pentru circuitul tampon din fig. 23.8, *b*, în ipoteza că sarcina este o rezistență R_L conectată la masă. Să se determine curentul maxim negativ, presupunînd că sarcina este o rezistență R_L conectată cu V_c. Să se compare rezultatul cu performanțele circuitului tampon simplu din fig. 23.8, *a*.

P 23.4. Circuitele tampon din fig. 23.8, *b* și fig. 23.9 sînt deosebit de utile pentru comanda unor sarcini capacitive, întrucît ele pot debita curenți mari de ambele polarități (din același motiv, aceste circuite pot fi adaptate pentru folosirea în etajele de ieșire ale amplificatoarelor

audio). Să se repete problema P.23.2 pentru aceste circuite, comparîndu-se rezultatele cu cele obținute în problema P. 23.2 pentru circuitul tampon simplu (v. pag. 373).

P 23.5. Să se explice de ce în circuitul tampon din fig. 23.9, *b* nu este necesară o diodă pe cînd în schema din fig. 23.9, *a* se utilizează dioda D (v. pag. 376).

P 23.6. Să se calculeze timpul de întîrziere pentru tranzistorul T_1 în circuitul examinat în § 23.2.5, fig. 23.10 (v. pag. 379).

P.23.7. Să se calculeze timpul de creștere pentru tranzistorul T_1 în circuitul inversor (RTL) din § 23.2.5, fig. 23.10. Să se confirme valoarea aproximativă $t_r = 3{,}8$ ns dată în text (v. pag. 379).

P.23.8. Să se calculeze timpul de răspuns al circuitului din fig. 23.10 (§ 23.2.5) determinînd timpul de stocare și timpul de scădere pentru tranzistorul T_2. Să se compare cu rezultatele date în text (v. pag. 380).

P. 23.9. Să se calculeze sarcina acumulată în bază în stare de conducție a circuitului din fig. 23.19 presupunînd că dioda lipsește, Să se compare cu ecuația (23.24) și să se comenteze raportul între vitezele de lucru ale celor două circuite (v. pag. 390).

P. 23.10. Să se compare sarcina acumulată în bază în stare de conducție a circuitului din fig. 23.20 cu cea calculată în relația (23.24) și cu cea calculată în problema P.23.9. Care dintre circuite este mai rapid? Este răspunsul influențat de capacitatea de barieră? (v. pag. 391).

P. 23.11. Să se găsească caracteristica statică de transfer $v_3 = f(V_I)$ pentru circuitul din fig. 23.21, *a*. Să se reprezinte grafic rezultatele alături de curba din fig. 23.21, *b* (v. pag. 393).

P. 23.12. Circuitul din fig. 23.22 poate fi descris prin două caracteristici statice de transfer care leagă cele două tensiuni de ieșire de tensiunea de intrare. Folosind valorile date în figură, să se calculeze și să se reprezinte grafic (la scară) aceste caracteristici de transfer. Se vor face presupuneri rezonabile asupra comportării statice a tranzistoarelor (v. pag. 393).

P. 23.13. Să se determine curbele de transfer $v_4 = f(v_1)$ și $v_5 = f(v_1)$ pentru circuitul cu cuplaj pe emitor din fig. 23.24 și să se verifice că acesta are niveluri logice de intrare și de ieșire compatibile. Se va presupune că în starea de conducție $v_{BE} = 0{,}75$ V. Se va folosi reprezentarea pozitivă, cu $V_O = -1{,}6$ V. $V_1 = -0{,}75$ V.

P. 23.14. Să se recalculeze rezerva de tensiune a circuitului din fig. 23.4, presupunînd că bazele tranzistoarelor sînt conectate la o tensiune negativă de alimentare V_R prin rezistențele R_{B2}. Să se compare rezultatul cu ecuația (23.4) și să se comenteze.

P. 23.15. Această problemă se referă la circuitul din fig. 23.29,

a) Observînd că atunci cînd $V_{GS} = v_{DS}$ curentul de drenă al unui tranzistor cu canal indus, pentru care tensiunea de strangulare este zero, poate fi scris ca:

$$i_D = Kv_{DS}^2 ,$$

să se estimeze K pentru circuitul ale cărui caracteristici de drenă sînt date în fig. 23.29, *b*.

b) Să se deducă o expresie pentru caracteristica de sarcină din fig. 23.29, *b* folosind relația de la a).

c) Să se calculeze și să se reprezinte grafic (la scară) caracteristica de transfer care leagă v_O de v_I.

CAPITOLUL 24

CIRCUITE DE COMUTAŢIE CU MAI MULTE ETAJE REGENERATIVE

CAPITOLUL 24

CIRCUITE DE COMUTAȚIE CU MAI MULTE ETAJE REGENERATIVE

24.1. **Circuite de comutație regenerative bistabile**
24.1.1. Circuitul basculant bistabil de bază
24.1.2. Considerații privind stabilitatea
24.1.3. Analiza celor două stări stabile
24.1.4. Calculul factorului de transmisie incremental al buclei de reacție
24.1.5. Condițiile realizării stărilor stabile
24.1.6. Viteza de comutație
24.1.7. Considerații privind comanda basculării
24.1.8. Alte circuite basculante bistabile
24.2. **Circuite basculante monostabile**
24.2.1. Circuitul basculant monostabil de bază
24.2.2. Alte circuite basculante monostabile
24.2.3. Condițiile comportării monostabile
24.3. **Circuite basculante astabile**
24.3.1. Circuitul basculant astabil cu cuplaje încrucișate
24.3.2. Circuitul basculant astabil cu cuplaj pe emitor
24.3.3. Condițiile funcționării în regim astabil
24.4. **Demonstrație experimentală de curs**
Bibliografie
Probleme

24

Circuite de comutație cu mai multe etaje regenerative

24.1. CIRCUITE DE COMUTAȚIE REGENERATIVE BISTABILE

Circuitele de comutație examinate pînă în prezent se caracterizau prin faptul, că strea lor instantanee, prin urmare valorile instantanee ale variabilelor de ieșire, erau determinate exclusiv de variabilele de intrare existente în momentul considerat. Cu alte cuvinte, cu excepția întîrzierilor în timpul regimului tranzitoriu asociat cu procesele dinamice de schimbare a stărilor, semnalul de la ieșirea unui circuit de comutație neregenerativ are o valoare bine determinată pentru o valoare dată a semnalului (sau semnalelor) de intrare în acel moment.

Să ne îndreptăm acum atenția asupra circuitelor de comutație *regenerativă*, caracterizate, în mare, prin faptul că semnalul într-un nod oarecare este determinat, în parte, atît de variabilele de ieșire, cît și de cele de intrare Aceasta înseamnă, că semnalul de la ieșirea circuitului este transmis spre intrare și combinat cu semnalul de intrare, așa încît circuitul prezintă o cale de reacție pozitivă. Această reacție poate fi produsă prin intermediul conectării exterioare a ieșirii unui amplificator cu intrarea acestuia, cît și prin mecanismul de reacție internă specific tranzistoarelor, cum ar fi amplificarea în avalanșă. Cu toate acestea, conceptul de reacție pozitivă constituie o caracteristică care grupează toate circuitele de comutație regenerative.

Așa cum vom vedea, ca o consecință a prezenței reacției pozitive, aceste circuite au ieșiri care depind nu numai de valorile instantanee ale semnalelor de intrare, ci și de evoluția anterioară a acestora. Prin urmare, circuitele de comutație regenerativă au proprietatea de a memora, ceea ce le face foarte utile în practică.

În această secțiune sînt examinate, pe exemplu circuitelor basculante bistabile, problemele principale care intervin în analiza și calculul circuitelor de comutație regenerative: condițiile ce trebuie să le îndeplinească circuitul pentru a face posibilă regenerarea, calculul vitezei de comutație, condițiile de comandă a basculării. Circuitele basculante monostabile și astabile sînt discutate în § 24.2 și 24.3.

24.1.1. Circuitul basculant bistabil de bază

În § 23.2.5 am studiat caracteristica statică de transfer a două inversoare conectate în cascadă. În fig. 24.1, *a* și fig. 24.1, *b* se redau, pentru comoditate, circuitul și forma generală a caracteristicii. Circuitul prezintă o proprietate interesantă care poate fi ușor înțeleasă, examinînd caracteristica de transfer; această caracteristică constă în faptul că tensiunea de ieșire v_3 este egală cu tensiunea v_1 într-un punct al fiecăreia dintre stările de saturație. Această împrejurare sugerează posibilitatea unei experiențe interesante. Ce se va întîmpla dacă vom conecta ieșirea la intrare și vom îndepărta în același timp sursa de semnal de la intrare? Circuitul își va crea singur semnalul de intrare și va menține oricare dintre stările în care găsea în momentul realizării conxiunii. În acest fel circuitul are proprietatea de *m e m o r i e*.

Pentru a examina mai detaliat această proprietate nouă, vom interconecta ieșirea tranzistorului T_2 și intrarea tranzistorului T_1 prin intermediul unei surse de tensiune e_{trig}) după cum se arată în fig. 24.1, *c*. Pentru a simplifica analiza vom admite că intrarea circuitului nu reprezintă în mod esențial o sarcină pentru ieșirea acestuia ($R_B \gg R_L$). Prin conectarea ieșirii la intrare, am impus circuitului din fig. 24.1, *a* o condiție liniară:

$$v_1 = v_3 + e_{trig}, \tag{24.1}$$

unde e_{trig} este un semnal de comandă care poate fi folosit pentru a forța circuitul să-și schimbe starea. Această condiție, reprezentată împreună cu funcția de transfer în fig. 24.1, *b*, conduce la apariția unui punct de funcționare A_1, în care tranzistorul T_2 este blocat, iar T_1 — saturat. Dacă e_{trig} este redus la zero, linia care reprezintă condiția impusă intersectează caracteristica de transfer în punctul de funcționare A_2. În această situație, T_2 rămîne blocat, T_1 este în continuare saturat, iar $v_3 = V_C$. În continuare, dacă e_{trig} devine suficient de negativ, dreapta $v_1 = v_3 + e_{trig}$ nu va mai intersecta caracteristica de transfer la $v_3 = V_C$, ci la $v_3 = 0$. Astfel, circuitul își schimbă brusc starea într-un punct de funcționare B_1, în care T_2 este saturat iar T_1 este blocat. Dacă e_{trig} redevine acum egal cu zero, circuitul nu își schimbă starea, așa că de această dată, pentru $e_{trig}=0$, punctul de funcționare este în B_2, iar $v_3 = 0$. Așadar, ca răspuns la un impuls negativ de tensiune de comandă, circuitul și-a schimbat

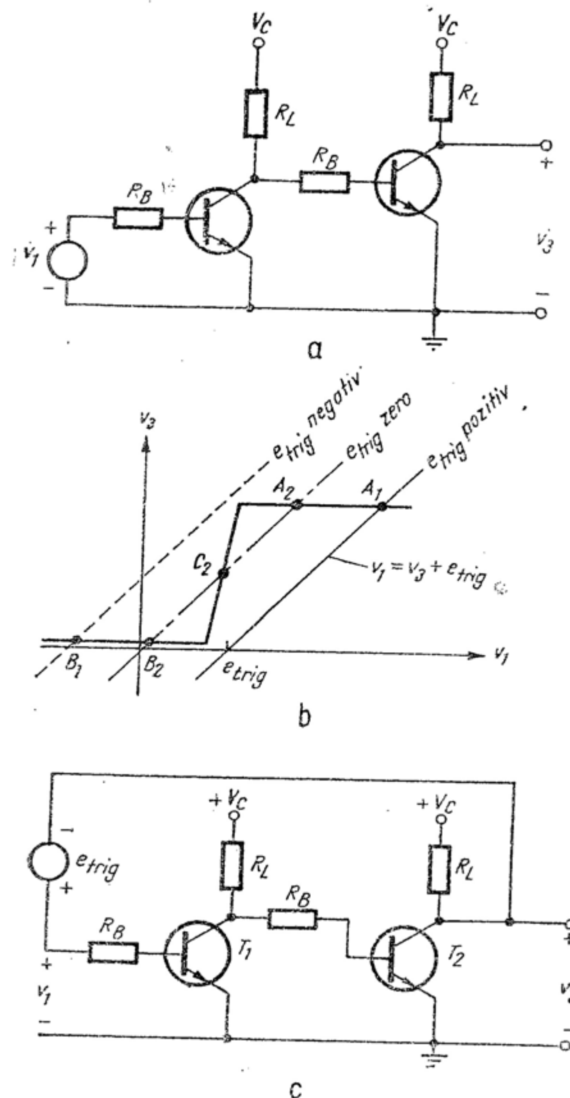


Fig. 24.1. Obținerea circuitului basculant bistabil din două inversoare conectate în cascadă.

starea. Se poate trage concluzia că circuitul din fig. 24.1, *c* are două stări stabile putînd fi determinat să basculeze dintr-o stare stabilă în alta prin aplicarea unui implus de comandă adecvat. Acest circuit se utilizează pe scară largă în tehnica implusurilor și în sistemele digitale.

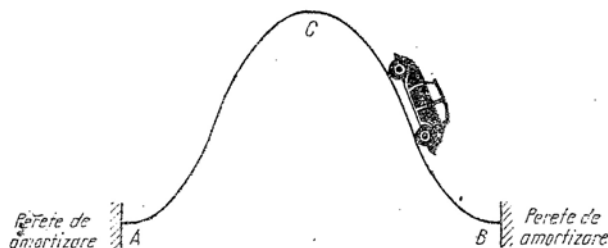


Fig. 24.2. Analogie mecanică pentru circuitul basculant bistabil.

Înțelegerea considerațiilor impuse mai sus poate fi ușurată cu ajutorul unei analogii mecanice simple. În fig. 24.2 este reprezentată o pistă cu două pante opuse, limitată la capete prin pereți de amortizare. Este evident că automobilul care s-ar deplasa pe o astfel de pistă are două puncte de eclibru : *A* și *B*. Dacă automobilul se găsește în punctul *A*, el poate fi forțat „să-și schimbe starea" în punctul *B*, prin aplicarea unui impuls de comandă care să-i comunice o energie suficientă pentru depășirea punctului de cotă maximă *C*.

24.1.2. Considerații privind stabilitatea

Condițiile necesare pentru realizarea unei comportări în regim bistabil pot fi explicate în modul cel mai rațional cu ajutorul caracteristicii de transfer din fig. 24.1, *b*. Dacă $e_{trig}=0$, funcția $v_3=f(v_1)$ și relația liniară $v_1=v_3$ prezintă trei puncte de intersecție (cele trei puncte de funcționare posibile sînt notate cu A_2, B_2, C_2). Am arătat mai sus că punctele de funcționare A_2 și B_2 sînt stabile, în sensul că dacă circuitul se găsește dintr-unul din aceste puncte, el va rămîne în acea stare un timp oricît de îndelungat, în ipoteza că nu intervine o tensiune care să comande bascularea. Aceste două puncte de functionare sînt plasate în porțiunile plate ale caracteristicii de transfer, care corespund funcționării unuia dintre cele două tranzistoare în afara regiunii active. În consecință, factorul incremental de transfer pe bucla de reacție este nul în fiecare dintre aceste puncte, ceea ce înseamnă că nu există reacție pozitivă.

Punctul C_2 din fig. 24.1, *b* corespunde funcționării ambelor tranzistoare în regiunea activă ; în această situație, partea amplificatoare a circuitului prezintă o *amplificare pozitivă* importantă, ceea ce conduce la existența

unei *reacții pozitive* caracterizată printr-o valoare supraunitară a modului factorului de transfer pe bucla de reacție. Am văzut în cap. 19 care sînt implicațiile întrunirii acestor condiții. Circuitul care se găsește în această stare are un pol în semiplanul drept, iar punctul de funcționare este *instabil*.

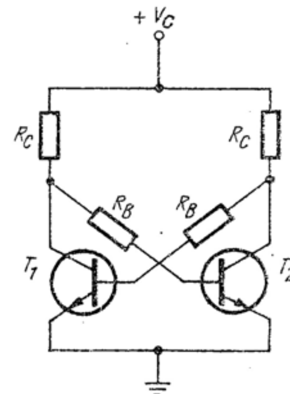


Fig. 24.3. Circuit basculant bistabil simetric.

Orice deviație mică, față de poziția de echilibru în acest punct va determina, prin urmare, un proces tranzitoriu care se amplifică în timp, conducînd sistemul departe de punctul C_2, într-un sens sau altul. Punctul C_2 în fig. 24.1, *b* este, așadar *instabil*, așa cum era punctul *C* în fig. 24.2 ; sistemele considerate nu se pot găsi niciodată în echilibru în aceste puncte.

Ajungem, în acest fel, la concluzia că dispunem de două metode de a determina dacă un circuit ca cel din fig. 24.1, *c* este bistabil și de a orienta calculul unei asemenea structuri. În primul rînd, putem căuta direct existența a două stări stabile. în fiecare din ele cel puțin un tranzistor găsindu-se în afara regiunii active. Dacă aceste stări există, circuitul va avea proprietatea de bistabilitate. În al doilea rînd, putem analiza circuitul ca un amplificator cu două etaje cu reacție pozitivă, verificind proprietatea de bistabilitate prin calculul factorului de transfer pe bucla de reacție *T* cu ambele tranzistoare active, după ce ne-am convins în prealabil că o astfel de stare de funcționare există. Condiția necesară pentru existența regimului de bistabilitate este ca mărimea *T* să fie supraunitară. Aceste două metode de verificare a existenței bistabilității se ilustrează de exemplu pe circuitul din fig. 24.3 care conține schema din fig. 24.1, *c* redesenată într-o manieră convențională.

24.1.3. Analiza celor două stări stabile

Întrucît circuitul din fig. 24.3 este simetric și deoarece presupunem, pentru simplitate, că tranzistoarele sînt identice, vom căuta numai una

dintre cele două stări stabile; cealaltă stare rezultă din simetria circuitului. Vom admite la început că tranzistorul T_1 este blocat și vom găsi condițiile necesare pentru valabilitatea acestei presupuneri. Dacă T_1 este blocat curentul de bază al tranzistorului T_2 este:

$$i_{B2} = \frac{V_C - v_{BE}}{R_C + R_B}. \tag{24.2}$$

Curentul de colector al tranzistorului T_2 este:

$$i_{C2} = \frac{V_C - v_{CE}}{R_C}. \tag{24.3}$$

Configurația circuitului ne asigură că, în cazul folosirii unor tranzistoare cu siliciu, T_1 va fi menținut blocat — în acord cu presupunerea noastră inițială — dacă T_2 este saturat, deoarece v_{CE} la saturație este mai mic decît v_{BE} la pragul de intrare în conducție. Saturarea tranzistorului T_2 este realizată dacă:

$$i_{B2} > \frac{i_{C2}}{\beta_F}, \tag{24.4}$$

cu alte cuvinte dacă:

$$\frac{V_C - v_{BE}}{R_C + R_B} > \frac{V_C - v_{CE}}{\beta_F R_C}. \tag{24.5}$$

Adesea tensiunea de alimentare V_C este sensibil mai mare decît valorile la saturație ale mărimilor v_{BE} și v_{CE}. În aceste condiții, relația (24.5) devine:

$$\beta_F > \frac{R_C + R_B}{R_C}. \tag{24.6}$$

Astfel, dacă inegalitatea (24.6) este îndeplinită, presupunerea inițială (potrivit căreia T_2 este blocat) este justificată, iar existența a două stări stabile asigurată. Dacă se folosesc tranzistoare cu germaniu, mai ales la temperaturi înalte, diferența între V_{CE} (sat) și v_{BE} la limita de conducție poate fi prea mică pentru a realiza o funcționare sigură. Prin urmare, în asemenea circuite baza este deseori conectată la o tensiune de polarizare (negativă pentru tranzistoarele *npn*), care garantează că joncțiunea de emitor a unui tranzistor este blocată, cînd al doilea tranzistor este saturat.

24.1.4. Calculul factorului de transmisie incremental al buclei de reacție

Pentru a verifica condițiile de bistabilitate de pe poziția teoriei circuitelor cu reacție, vom calcula valoarea absolută a factorului de transfer pe bucla de reacție cu ajutorului modelului incremental (de semnal mic) al circuitului, arătat în fig. 24.4, *a* (trebuie, desigur, să arătăm mai întîi că, în condițiile de polarizare din fig. 24.3, funcționarea cu ambele tranzistoare în regiunea activă este efectiv posibilă). Întrucît nu analizăm acum viteza procesului de comutare în regim de regenerare, modelele care reprezintă tranzistoarele conțin numai parametrii rezistivi g_m și r_π.

Circuitul poate fi privit ca un amplificator cu reacție nod — nod, în care semnalul de ieșire care apare la terminalele $o - o'$ este transferat la terminalele de intrare $i - i'$ prin admitanța de reacție $1/R_B$. Pentru a accentua acest punct de vedere, în fig. 24.4 *a* sînt delimitate circuitul amplificator și circuitul de reacție. Menționăm totuși că, în absența unei surse de semnal la intrare, acest mod de delimitare a componentelor rețelei de reacție este întrucîtva arbitrar.

Cu ajutorul fig. 24.4, *a* poate fi calculat factorul de transfer pe bucla de reacție, folosind metodele standard expuse în cap. 18. În acest scop, întrerupem circuitul de reacție la terminalele de intrare și, totdată, așa cum se arată în fig. 24.4, *b* ținem seamă de efectul de încărcare exercitat de circuitul de reacție la terminalele de intrare ale părții amplificatoare a schemei prin introducerea rezistenței R_B în paralel cu $r_{\pi 1}$. Factorul de transfer pe bucla de reacție se definește ca:

$$T = \frac{I_t}{I_i}. \tag{24.7}$$

Dacă $|T|$ este mai mare decît 1, circuitul este bistabil [1]).

După cum s-a arătat, modul în care am ales „partea amplificatoare" a schemei analizate și „circuitul de reacție" este oarecum arbitrar în raport cu terminalele de intrare $i - i'$. Prin urmare, sînt posibile și alte variante de alegere a „intrării", care conduc la variante diferite de calcul al factorului de transfer pe bucla de reacție. În fond, factorul de transfer pe bucla de reacție poate fi calculat, prin întreruperea buclei, în orice punct arbitrar al ei, fără să mai identificăm în vreun fel terminalele de intrare. Amplificarea de tensiune sau amplificarea de curent se determină după întreruperea buclei în punctul ales, după ce la terminalele de ieșire ale amplificatorului rezultat s-a introdus o rezistență pentru simularea efectului de încărcare la aceste terminale, în situația în care bucla de reacție era închisă. De fapt noi încercăm să determinăm capacitatea ampli-

[2] Folosind notația din cap. 19, reacția pozitivă la frecvențe mijlocii implică egalitatea $\angle T = 180°$. Astfel, singura condiție suplimentară necesară pentru instabilitate este $|T| > 1$.

ficatorului din fig. 24.4, *a* de a debita la ieșire o putere suficientă pentru alimentarea propriei sale intrări. În acest fel, dacă se ține seamă în mod corect de efectele de încărcare, putem verifica instabilitatea circuitului arătînd că, fie amplificarea de tensiune pe bucla de reacție, fie amplificarea de curent sau cea de putere, este mai mare decît 1.

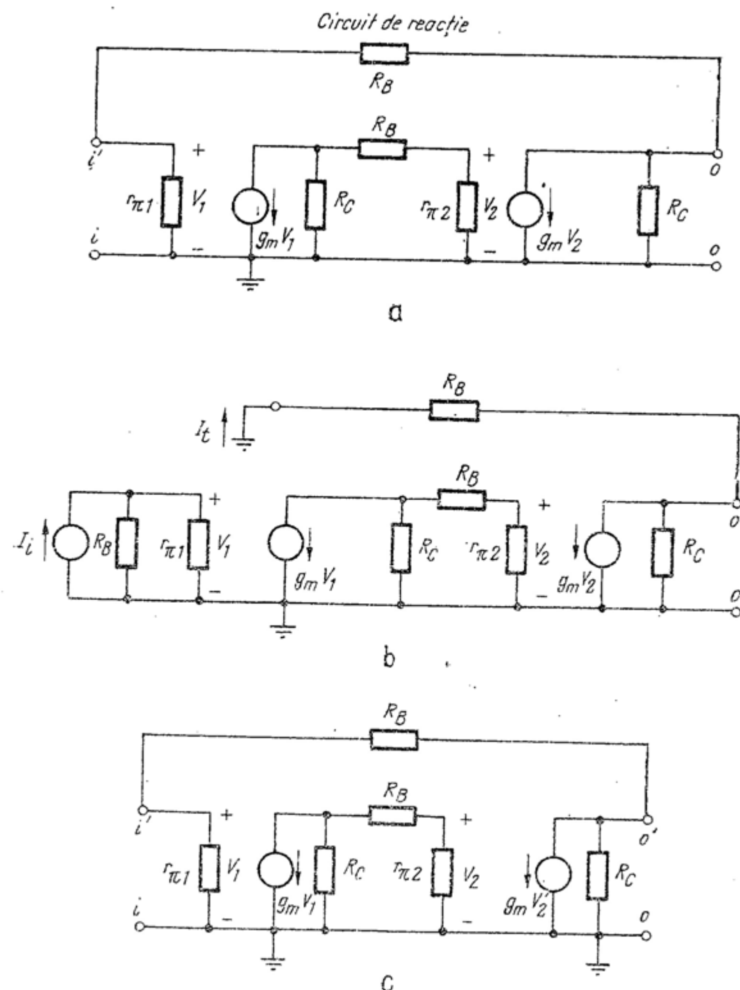


Fig. 24.4. Calculul factorului de transfer pe bucla de reacție pentru circuitul din fig. 24.3.

a — model pentru semnal mic; *b* — model pentru calulul factorului de transfer pe bucla de reacție; *c* — întreruperea buclei de reacție în ipoteza că sursa $g_m V_2'$ este independentă.

O procedură comodă pentru a calcula factorul de transfer pe bucla de reacție, avînd la bază analiza de mai sus, constă în a întrerupte bucla într-un punct, în care rezistența „de ieșire" a buclei întrerupte este fie foarte înaltă, fie foarte redusă; evident, în acest fel efectele de încărcare sînt minimale. De exemplu, în fig. 24.4, *c* bucla de reacție este întreruptă în vecinătatea celei de a doua surse de curent dependent. Vom presupune că $g_{m2}V_2'$ este o sursă independentă și vom calcula modulul factorului de transfer pe bucla de reacție:

$$|T| = \left|\frac{V_2}{V_2'}\right|. \tag{24.8}$$

Dacă bucla este întreruptă în acest mod, nu apare nici o schimbare în încărcarea circuitului. Factorul de transfer pe bucla de reacție are expresia:

$$|T| = \left|\frac{V_2}{V_2'}\right| = \left(\frac{g_{m2}R_C}{R_C + r_{\pi 1} + R_B}\right) r_{\pi 1} \left(\frac{g_{m1}R_C}{R_C + r_{\pi 2} + R_B}\right) r_{\pi 2}. \tag{24.9 a}$$

(v. problemele P 24.1 și P 24.2). Dacă r_π este mic față de $R_B + R_C$ (această aproximație este valabilă dacă ambele tranzistoare se găsesc într-un regim de conducție suficient de pronunțat, însă nu mai este corectă atunci cînd unul din tranzistoare funcționează într-un regim apropiat de blocare), relația (24.9 a) devine:

$$|T| = \left|\frac{V_2}{V_2'}\right| = \left(\frac{\beta_0 R_C}{R_C + R_B}\right)^2. \tag{24.9 b}$$

Condiția ca factorul de transfer pe bucla de reacție să fie mai mare decît 1, dată de relația (24.9 b), este identică cu cea din ecuația (24.6), pentru existența celor două stări stabile, în ipoteza că β_0 este aproximativ egal cu β_F.

24.1.5. Condițiile realizării stărilor stabile

Putem acum rezuma condițiile necesare și suficiente care asigură funcționarea în regim bistabil a unui circuit basculant:

1. O condiție necesară și suficientă pentru funcționarea în regim bistabil este existența a două stări stabile, de curent continuu, ale circuitului, în fiecare din acestea cel puțin un tranzistor găsindu-se în afara regiunii active.

2. O altă condiție necesară și suficientă pentru bistabilitate reclamă ca valoarea absolută a factorului de transfer incremental pe bucla de reacție, cu ambele tranzistoare funcționînd în regiunea activă, să fie mai mare decît 1 la frecvențe joase, într-unul din punctele posibile de funcționare statică (acest punct de funcționare va fi astfel instabil).

Cînd se aplică a doua condiție de mai sus, este important să se verifice de asemenea dacă unul dintre tranzistoare este efectiv saturat în punctele A_2 și B_2 din fig. 24.1. Dacă această condiție nu este îndeplinită, procesul de regenerare se poate încheia, înainte ca vreunul dintre dispozitive să iasă din regiunea activă. Deși un asemenea circuit este bistabil într-un sens formal, semnalele sale de ieșire vor fi mai slab cuantificate, iar funcționarea sa va depinde critic de parametrii tranzistoarelor.

24.1.6. Viteza de comutație

Proprietățile dinamice ce caracterizează tranzițiile regenerative între stările stabile ale circuitului basculant bistabil sînt determinate, în principal, de limitările de viteză ale tranzistoarelor. Calculul intervalului de comutare ce începe din momentul în care un impuls de comandă forțează sistemul să intre în regiunea activă — în care factorul de transfer pe bucla de reacție are o valoare mare — și se încheie cînd unul din tranzistoare părăsește regiunea activă, conduce la o problemă de analiză neliniară suficient de complicată pentru a face necesare calcule numerice asistate de calculator, mai ales dacă în analiză sînt luate în considerație și efectele sarcinii de volum. Cu toate acestea ne putem face o imagine suficient de apropiată de realitate asupra parametrilor care influențează viteza de comutare, analizînd circuitul din fig. 24.5, *a*; după cum se arată în fig. 24.5, *b*, în analiză se folosește un model simplificat care neglijează efectele capacitive datorite sarcinii electrice de volum. Dacă scriem două ecuații pe contur pentru circuitul analizat, obținem:

$$V_C = (i_{C1} + i_{B2})R_C + i_{B2}R_B - v_{EB2} \tag{24.10 a}$$

$$V_C = (i_{C2} + i_{B1})R_C + i_{B1}R_B - v_{EB1}. \tag{24.10 b}$$

Ecuațiile date de metoda sarcinii pentru tranzistorul T_1, în ipoteza funcționării acestuia în regiunea activă și a neglijării mărimilor q_{VE} și q_{VC} sînt:

$$i_{C1} = \frac{q_{F1}}{\tau_F} \tag{24.11 a}$$

$$i_{B1} = \frac{q_{F1}}{\tau_{BF}} + \frac{dq_{F1}}{dt}. \tag{24.11 b}$$

După ce eliminăm mărimea q_{F1} între cele două ecuații de mai sus ajungem la relația:

$$i_{B1} = \frac{i_{C1}}{\beta_F} + \tau_F \frac{di_{C1}}{dt}. \tag{24.12 a}$$

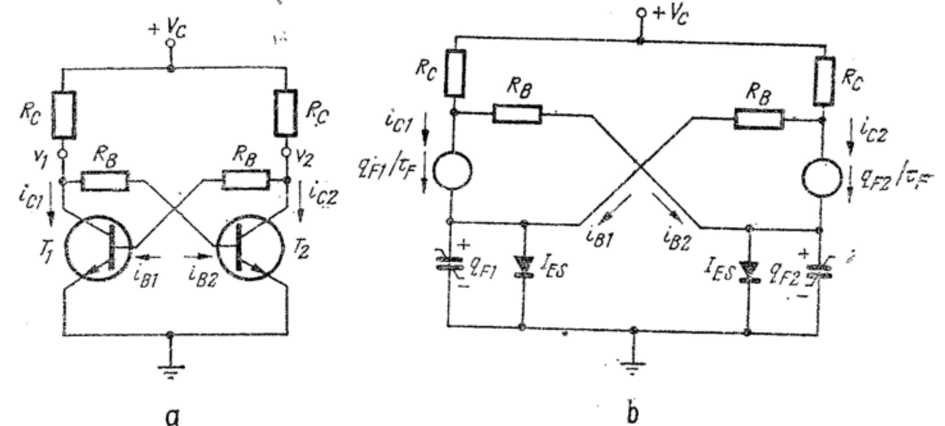


Fig. 24.5. Calculul timpului de răspuns pentru un circuit regenerativ: *a* – circuitul; *b* – modelul cu parametrii conectați prin sarcină, pentru regiunea activă.

În mod similar, pentru tranzistorul T_2 putem scrie:

$$i_{B2} = \frac{i_{C2}}{\beta_F} + \tau_F \frac{di_{C2}}{dt}. \tag{24.12 b}$$

Introducînd ultimele relații în ecuațiile (24.10) și presupunînd că tensiunile v_{EB1} și v_{EB2} sînt aproape egale și practic constante (deoarece ambele tranzistoare funcționează în regiunea activă) obținem:

$$Ai_{C1} + i_{C2} + \tau_{BF} \frac{di_{C2}}{dt} = I \tag{24.13 a}$$

$$i_{C1} + Ai_{C2} + \tau_{BF} \frac{di_{C1}}{dt} = I \tag{24.13 b}$$

în care

$$A = \frac{\beta_F R_C}{R_C + R_B} \tag{24.14}$$

şi

$$I = \beta_F \left(\frac{V_C + v_{EB}}{R_C + R_B} \right). \quad (24.15)$$

Mărimea A este evident amplificarea statică de curent pentru fiecare dintre etaje. Expresia cuprinsă în paranteze în relaţia (24.15) reprezintă curentul de bază în regim staţionar al unuia dintre tranzistoare, cînd celălalt tranzistor este blocat. În acest fel, constanta I este valoarea finală a curentului de colector, dacă regimul tranzitoriu a luat sfîrşit fără a interveni o schimbare de stare. I este, cu alte cuvinte, valoarea curentului de colector, spre care tinde i_C. Observăm că, datorită aproximaţiilor făcute, ecuaţiile (24.13) sînt ecuaţii diferenţiale liniare de ordinul intîi.

Pentru a găsi frecvenţele naturale, vom presupune că i_{C1} şi i_{C2} sînt exponenţiale complexe, ceea ce ne conduce la următoarele relaţii pentru amplitudinile complexe:

$$AI_{c1} + I_{c2}(1 + s\tau_{BF}) = I \quad (24.16\ a)$$

$$I_{c1}(1 + s\tau_{BF}) + AI_{c2} = I. \quad (24.16\ b)$$

Ecuaţia caracteristică se obţine din ecuaţia omogenă rezultată atunci cînd ambele părţi drepte ale relaţiilor (24.16) sînt egalate cu zero. Forma ecuaţiei caracteristice este:

$$A^2 - (1 + s\tau_{BF})^2 = 0, \quad (24.17)$$

iar frecvenţele naturale sînt date de:

$$s_1 = \frac{-1 + A}{\tau_{BF}} \quad (24.18\ a)$$

$$s_2 = \frac{-1 - A}{\tau_{BF}}. \quad (24.18\ b)$$

Frecvenţa naturală s_2 se găseşte întotdeauna în semiplanul stîng. Vom nota însă că, dacă amplificarea de curent A este mai mare decît unitatea (aceasta a fost condiţia iniţială pentru bistabilitate) s_1 este plasat în semiplanul drept. Dacă valoarea mărimii s_2 dată de relaţia (24.18 b) este introdusă în oricare din ecuaţiile (24.16) (după ce în prealabil partea dreaptă a fost anulată), se va observa că modul caracteristic asociat cu polul s_2 din semiplanul stîng este descris de egalitatea:

$$I_{c1} = I_{c2}. \quad (24.19\ a)$$

Cu alte cuvinte, componentele curentului de colector, care corespund acestui mod simetric de funcţionare, se micşorează, ambele, exponenţial în timp. Pe de altă parte, modul asociat cu polul s_1 din semiplanul drept, este asimetric, fiind caracterizat de:

$$I_{c1} = -I_{c2}. \quad (24.19\ b)$$

Componentele curentului de colector ce corespund acestui mod variază, prin urmare, în contratimp, valoarea lor absolută fiind crescătoare. Aceasta corespunde situaţiei fizice, în care un curent de colector creşte exponenţial spre saturaţie, pe cînd celălalt curent de colector se micşorează exponenţial, apropiindu-se de regimul de blocare. În acest fel, modul antisimetric este caracteristic tranziţiei între stări.

Să admitem acum, că factorul de transfer pe bucla de reacţie A, este mult mai mare decît unitatea; din ecuaţiile (24.18) şi (24.19) se determină soluţiile complete omogene pentru curenţii de colector ca funcţie de timp, în forma:

$$i_{C1} = K_1 e^{At/\tau_{BF}} + K_2 e^{-At/\tau_{BF}} \quad (24.20\ a)$$

$$i_{C2} = -K_1 e^{At/\tau_{BF}} + K_2 e^{-At/\tau_{BF}}. \quad (24.20\ b)$$

În fiecare ecuaţie, primul termen prevalează faţă de al doilea în fiecare tranziţie, fiind crescător în timp, pe cînd al doilea termen scade spre zero. Prima concluzie la care ajungem este, aşadar, că potrivit relaţiilor (24.20), o comutare rapidă reclamă ca τ_{BF} să fie mic iar factorul de transfer pe bucla de reacţie A să fie mare. Viteza de comutare a unui circuit bistabil poate fi crescută prin conectarea unor capacităţi de accelerare în paralel cu rezistenţele de cuplaj între colectoare şi baze. Prezenţa capacităţilor conduce la valori mai înalte ale factorului de transfer pe bucla de reacţie pentru variaţii rapide ale mărimilor electrice, ceea ce face posibile modificări mai accelerate ale sarcinii electrice înmagazinate în interiorul tranzistoarelor.

24.1.7. Consideraţii privind comanda basculării

Un circuit basculant bistabil poate fi determinat să schimbe starea în care se găseşte, prin intermediul unui simplu impuls de comandă, care antrenează ambele tranzistoare în regiunea activă. Ducînd mai departe analiza anterioară, putem afla cît trebuie să fie de pronunţată intrarea tranzistoarelor în regiunea activă pentru a garanta schimbarea stării circuitului. În primul rînd, vom găsi soluţia particulară a ecuaţiilor (24.16), făcînd $s = 0$, rezultatul obţinut fiind:

$$I_{c1} = I_{c2} = \frac{I}{A+1} = \frac{V_C + v_{EB}}{\beta_F R_C + R_C + R_B}. \quad (24.21)$$

Relațiile de mai sus ne dau punctul de echilibru nestabil al circuitului, adică intersecția C_2 din regiunea activă, fig. 24.1 (v. problema P 243). Soluțiile complete care dau dependența de timp a curenților de colector sînt, așadar,

$$i_{c1} = \frac{I}{A+1} + K_1 e^{s_1 t} + K_2 e^{s_2 t}. \qquad (24.22\ \text{a})$$

$$i_{c2} = \frac{I}{A+1} - K_1 e^{s_1 t} + K_2 e^{s_2 t}. \qquad (24.22\ \text{b})$$

Constantele K_1 și K_2 din ultimele ecuații se pot determina cu ajutorul condițiilor inițiale pentru curenții de colector. Aceste valori inițiale, pe care le notăm cu I_{C1i} și I_{C2i}, pot fi realizate independent prin aplicarea unor semnale de comandă rațional alese. Egalînd i_C cu i_{Ci} în ecuațiile (24.22) și luînd $t = 0$, ceea ce corespunde momentului în care impulsul de comandă a realizat condițiile inițiale, putem găsi constantele K_1 și K_2:

$$K_1 = \frac{I_{C1i} - I_{C2i}}{2} \qquad (24.23\ \text{a})$$

$$K_2 = \frac{I_{C1i} + I_{C2i}}{2} - \frac{I}{A+1}. \qquad (24.23\ \text{b})$$

Putem acum determina condițiile inițiale pentru curenții de colector, condiții care asigură schimbarea stărilor circuitului. Observăm mai întîi că indepedent de condițiile inițiale, funcția exponențială crescătoare asociată cu s_1 va fi întotdeauna predominantă în soluție. Prin urmare, ne vom concentra atenția numai asupra termenilor exponențiali crescători din ecuațiile (24.22):

$$i_{C1\,(crescător)} = \frac{I_{C1i} - I_{C2i}}{2}\, e^{s_1 t}. \qquad (24.24\ \text{a})$$

$$i_{C2\,(crescător)} = \frac{I_{C2i} - I_{C1i}}{2}\, e^{s_1 t}. \qquad (24.24\ \text{b})$$

Cele două relații de mai sus arată, pentru configurația simetrică analizată, că dacă I_{C1i} este mai mare decît I_{C2i}, atunci curentul i_{C1} are o componentă exponențială crescătoare pozitivă, pe cînd i_{C2} are o componentă exponențială negativă; afirmația reciprocă este de asemenea adevărată.

Aceasta înseamnă că, dacă tranzistorul T_1' este inițial blocat, circuitul simetric examinat trebuie astfel comandat, încît I_{C1i} să fie mai mare decît I_{C2i} pentru a asigura comutarea în cealaltă stare. În caz contrar, va exista un răspuns exponențial crescător, însă acesta va „crește" înapoi spre starea inițială (v. problemele P 24.4 și P 24.5). Deoarece am presupus

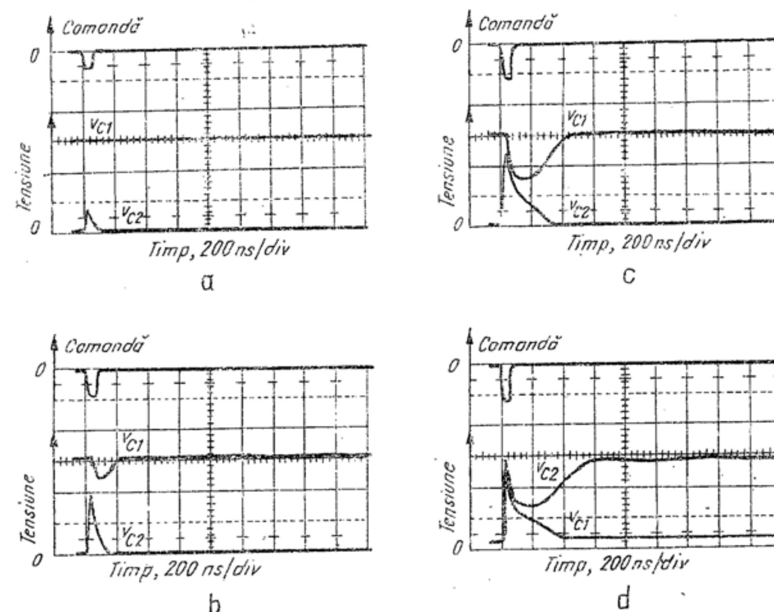


Fig. 24.6. Oscilogramele tensiunilor de colector pentru un circuit basculant bistabil comandat. Succesiunea de oscilograme arată efectul creșterii amplitudinii impulsului de comandă: *a* – numai un tranzistor este comandat din saturație în regiunea activă, nu apare tranziție; *b* și *c* – ambele tranzistoare sînt comandate în regiunea activă dar nu apare tranziție; *d* – impulsul de comandă suficient de mare pentru ca formele de undă să se intersecteze și să apară tranziția.

că $i_C = q_F/\tau_F$, condiția de comandă poate fi exprimată de asemenea prin intermediul sarcinilor din baze. Astfel, pentru a asigura trecerea tranzistorului T_1 din regimul de blocare în saturație, comanda trebuie făcută astfel, încît valoarea inițială a mărimii q_{F1} să fie mai mare decît valoarea inițială a mărimii q_{F2}. În fig. 24.6 sînt clar ilustrate fenomenele descrise, cu ajutorul oscilogramelor formelor de undă pentru un circuit bistabil comandat (detaliile privind circuitul se dau în § 24.4). În fiecare caz, în poziția superioară apare impulsul de comandă, cu o durată de aproximativ 75 ns. Celelalte două mărimi reprezentate sînt tensiunile de colector. În fig. 24.6, *a*, în regiunea activă intră un singur tranzistor; evident, în acest caz nu are loc o tranziție. În fig. 24.6, *c* și *d*

ambele tranzistoare sînt antrenate în regiunea activă. Cu toate acestea, în fig. 24.6, *b* și *c* nu apar tranziții, întrucît nu sînt îndeplinite condițiile inițiale exprimate mai sus: o examinare mai atentă a celor două figuri arată că formele de undă nu se intersectează.

Dacă privim mai îndeaproape fig. 24. 6, *c*, constatăm că modul exponențial scăzător predomină în regimul tranzitoriu pe un interval ce durează aproximativ 75 ns după dispariția impulsului de comandă, ceea ce se ilustrează de faptul că cele două forme de undă au aceeași variație (v. ecuația 24.19 a). În restul regimului tranzitoriu domină modul exponențial crescător, iar cele două tensiuni diverg. Cu toate acestea, deoarece comanda a fost insuficientă, formele de undă se întorc la stările lor originale fără ca să apară tranziția.

Curbele din fig. 24.6, *d* reprezintă cazul în care impulsul de comandă a fost suficient de puternic pentru a provoca o tranziție. Observăm că formele de undă ale tensiunilor de colector se intersectează, fiind îndeplinite condițiile pentru I_{C1i} și I_{C2i}. Regimul tranzitoriu exponențial crescător este din nou predominant după 100 ns, dar de această dată formele de undă se deplasează față de poziția originală, apărînd o tranziție regenerativă.

Pe baza sau pe colectorul oricăruia dintre cele două tranzistoare pot fi aplicate impulsuri de comandă de polarități corespunzătoare, pentru a bloca, de exemplu, un tranzistor care se găsește în stare de conducție, sau pentru a deschide un tranzistor blocat. Un exemplu de comandă pe bază se prezintă în fig. 24. 7,*a*. Dacă T_1 conduce, circuitul poate fi comutat în cealaltă stare stabilă prin intermediul unui impuls negativ la intrarea *a*. Acest impuls de comandă trebuie să răspundă cîtorva cerințe. În primul rînd, amplitudinea și durata sa trebuie astfel alese, încît sarcina q_S acumulată în T_1 (tranzistorul deschis) la saturație, să fie evacuată, iar q_{F2} să fie mai mare decît q_{F1} după cum s-a indicat mai sus. În al doilea rînd, impedanța circuitului care generează impulsul de comandă trebuie să fie suficient de înaltă, pentru ca efectul de încărcare pe care îl produce să nu reducă factorul de transfer pe bucla de reacție la o valoare subunitară. Deși circuitul își va schimba starea în asemenea condiții, el nu va comuta în maniera rapidă caracteristică basculării regenerative.

Dacă impulsurile de comandă sînt aplicate simultan pe ambele baze ale circuitului bistabil, apare o situație care poate fi ambiguă. După cum se arată în fig. 24.7, *b*, această ambiguitate poate fi evitată cu ajutorul unei soluții de circuit simplă. În adevăr, rezistențele R_1 produc la catozii diodelor aferente celor două intrări potențiale care depind de starea circuitului; de exemplu, potențialul înalt al colectorului tranzistorului blocat polarizează invers — prin rezistența R_1 — dioda conectată la baza acestuia, inhibînd în acest fel trecerea impulsului de comandă. Pe de altă parte, idoda conectată la baza tranzistorului deschis este ușor polarizată direct, așa încît un impuls de comandă aplicat la intrarea corespunzătoare diodei trece nestingherit.

Structura din fig. 24.7, *b* poate fi folosită pentru a realiza un numărător binar. Cele două intrări pot fi legate împreună astfel ca fiecare impuls de comandă (denumit în acest caz impuls de ceas) să determine schimbarea stării circuitului. În acest fel, ambele tensiuni de ieșire vor parcurge un

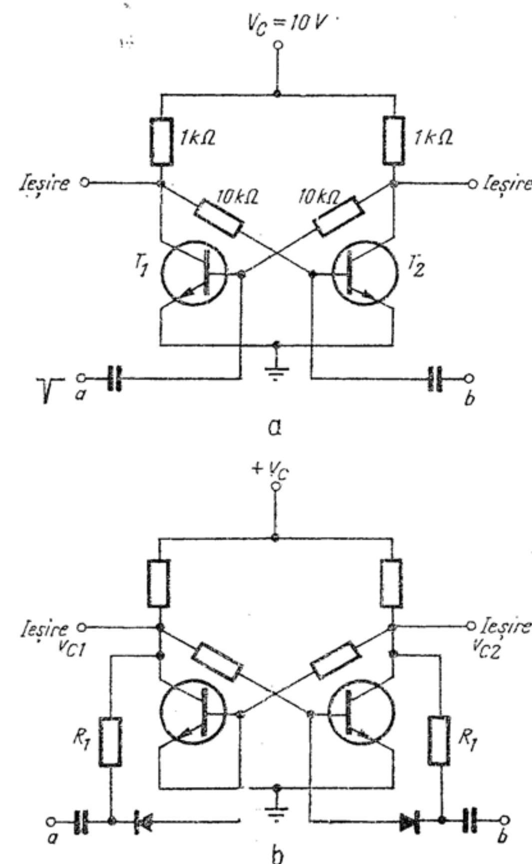


Fig. 24.7. Comanda circuitelor basculante bistabile.

ciclu întreg, odată pentru fiecare două impulsuri de ceas aplicate. Pentru a număra impulsuri în codul binar poate fi folosită conexiunea în cascadă a unor asemenea circuite.

24.1.8. Alte circuite basculante bistabile

Există, desigur, multe alte variante de circuite bistabile cu două tranzistoare. În fig. 24.8, *a* este arătată una dintre acestea, care face uz de proprietățile complementare ale tranzistoarelor *pnp* și *npn*. O stare stabilă a acestui circuit se caracterizează prin funcționarea ambelor tranzistoare în regim de conducție; în cealaltă stare stabilă, ambele tranzistoare sînt blocate (v. problema P 24.6). Circuitul este util, în particular, dacă aplicația în care se folosește reclamă ca schema să se găsească un timp mult mai îndelungat în starea de blocare decît în starea de conducție. Evident că în aceste condiții, puterea medie consumată poate fi făcută foarte mică.

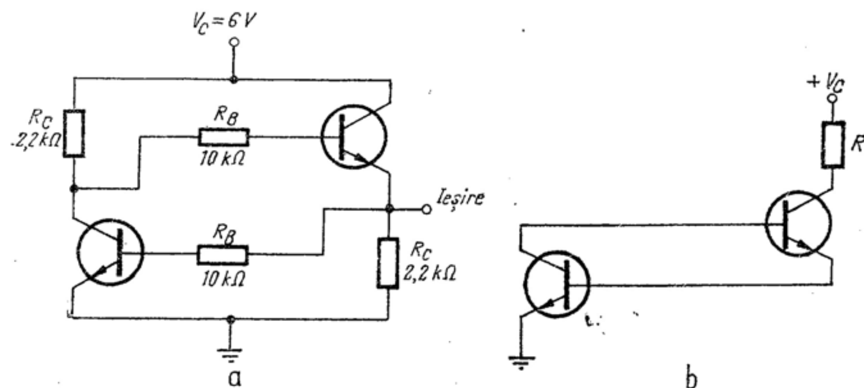


Fig. 24.8. Circuit basculant bistabil cu tranzistoare complementare.

Perechea de tranzistoare *pnp* — *npn* utilizată în circuitul din fig. 24.8, *a* poate fi realizată tehnologic într-o structură unică. Observăm, în primul rînd, că circuitul va continua să prezinte o comportare bistabilă, chiar dacă R_B devine nul iar R_C — infinit, deoarece schimbările în acest sens contribuie la creșterea factorului de transfer pe bucla de reacție. Singura problemă care apare constă în necesitatea de a adăuga o rezistență exterioară, ca în fig. 24. 8, *b* pentru a limita curentul în starea de saturație.

Deoarece regiunea de colector a tranzistorului *pnp* și regiunea de bază a tranzistorului *npn* au conductivități de același tip și sînt interconectate, ele pot fi fabricate sub forma unui singur strat semiconductor, așa cum se arată în fig. 24.9. În mod similar, regiunea de bază a tranzistorului *pnp* și regiunea de colector a tranzistorului *npn* pot fi fabricate ca o singură zonă. Structura rezultată este cunoscută sub numele de diodă *pnpn* (diodă cu patru zone) sau, deoarece este realizată în mod obișnuit din siliciu,

sub denumirea de diodă redresoare controlată din siliciu (tiristor). Simbolul său convențional este prezentat în fig. 24.9.

Tiristorul se folosește de obicei ca un element de comutație între terminalele notate cu *1* și *2*, numite anod, respectiv catod, starea elementului

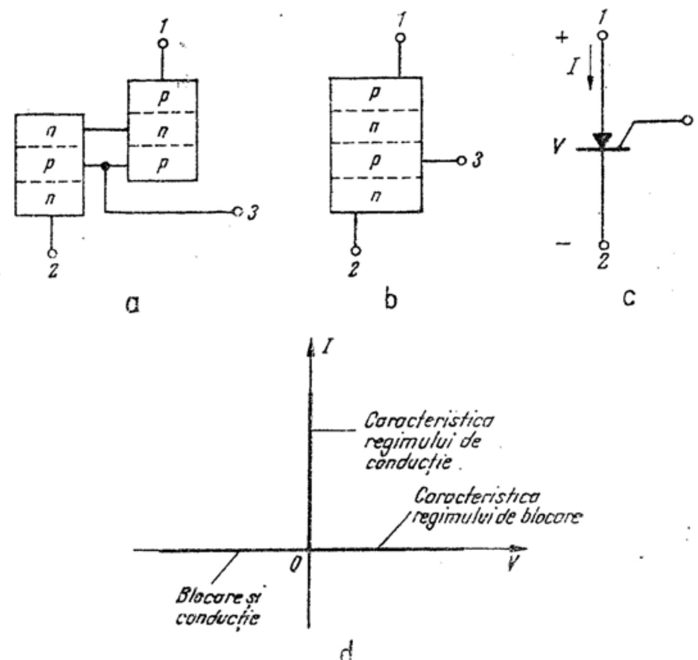


Fig. 24.9. Tiristorul:
a — perechea *npn* — *pnp*; *b* — structură cu patru straturi; *c* — simbolul de circuit; *d* — caracteristica statică *V* — *I*.

de comutație fiind controlată cu ajutorul unui impuls aplicat între terminalul *3*, denumit poartă și catod. Caracteristica de intrare prezentată de diodă între anod și catod are forma din fig. 24.9, *d*. Cînd *V* este negativ și circuitul porții este întrerupt, nu există conducție iar *I* este nul. În această regiune joncțiunile porțiunii *pnp* ale structurii împiedică trecerea curentului. Cînd *V* devine pozitiv, tiristorul rămîne blocat pînă cînd un impuls pozitiv scurt va atrena ambele tranzistoare — *pnp* și *npn*-în saturație, acestea rămînînd saturate chiar și după ce impulsul dispare. În acest fel, dispozitivul își schimbă starea de la situația de circuit întrerupt la cea de scurtcircuit și va conduce atît timp cît *I* este pozitiv. Această comportare este utilă în sursele de energie care trebuie să prezinte o tensiune variabilă (v. problema P 24.7).

În fig. 24.10 se arată un circuit bistabil fără saturație. În fond, acesta este un circuit cu cuplaj pe emitor, în care curentul constant care circulă prin R_E este comutat de la un tranzistor la altul. Rezistoarele R_1 și R_2 sînt

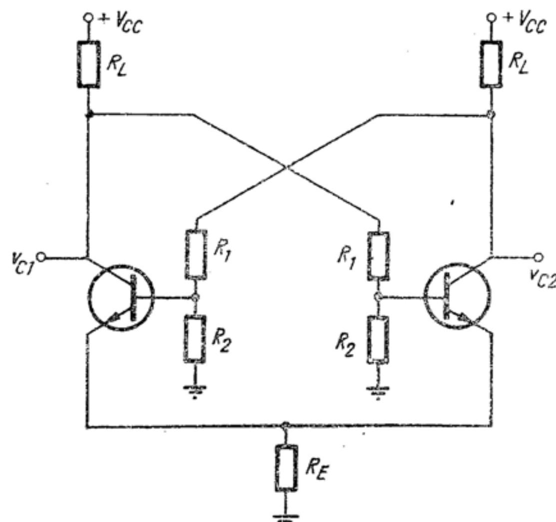


Fig. 24.10. Circuit basculant bistabil fără saturație (cu cuplaj prin emitor).

ajustate în așa fel, încît fiecare tranzistor își poate schimba alternativ starea între regiunile de blocare și de conducție (v. problema P 24.8). Ca toate circuitele cu cuplaj pe emitor, această schemă bistabilă poate realiza o comutare foarte rapidă între stări.

După cum ne putem aștepta, circuitele bistabile integrate disponibile în prezent sînt considerabil mai complexe decît structurile examinate pînă în prezent. Aceasta se datorește posibilității de a implementa în celulele bistabile cu două tranzistoare proprietăți de circuit deosebit de utile, cu un cost suplimentar foarte redus. Un exemplu tipic este reprezentat de circuitul basculant bistabil $J-K$, a cărui formă simplificată este dată în fig. 24.11. Tranzistoarele T_1 și T_2 constituie elementul bistabil de bază al circuitului. Toate celelalte tranzistoare sînt asociate cu realizarea funcțiunilor de comandă. Singura funcțiune a tranzistorului T_3 este, de exemplu, de a plasa circuitul bistabil în ansamblu într-o stare cunoscută — cu T_1 deschis — în orice moment.

Elementul central al circuitului de comandă este tranzistorul T_4, controlat de poarta NU — SAU formată din tranzistoarele T_5, T_6 și T_7.

Dacă toate semnalele de intrare ale acestei porți sînt la nivel scăzut, adică $v_1 = V_{CE}$ (sat), T_2 — în stare de conducție, iar semnalul aplicat pe intrarea de ceas este înalt ($v_2 = V_C$), poarta NU — SAU va fi blocată. În aceste condiții, în baza tranzistorului T_4 va intra, prin rezistența R_5,

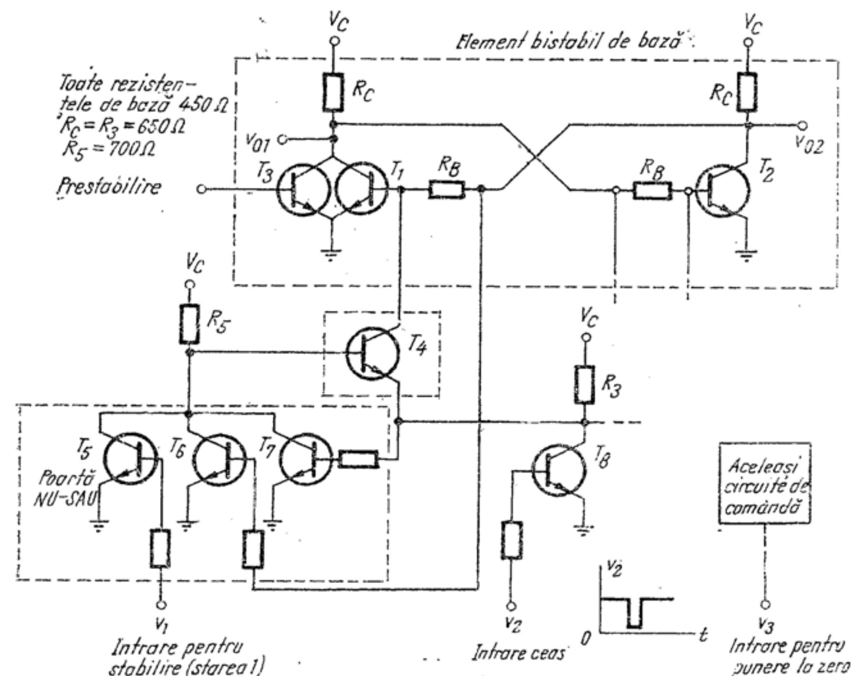


Fig. 24.11. Circuit basculant bistabil $J-K$.

un curent important. Colectorul tranzistorului T_4 este ținut la potențialul V_{CE} (sat) de către tranzistorul T_8 aflat în stare de conducție (acest tranzistor amplifică impulsul de ceas). Emitorul tranzistorului T_4 este conectat de asemenea la potențialul V_{CE} (sat), prin intermediul rezistenței R_B. Această situație este reprezentată în fig. 24.12, *a*. Este evident că tranzistorul se află în saturație, curenții de emitor și de colector fiind orientați în afara tranzistorului. Distribuția sarcinii electrice în bază este reprezentată în fig. 24.12, *b*.

Cînd un impuls de ceas negativ se aplică la intrarea v_2, T_8 se blochează, iar potențialul colectorului tranzistorului T_4 devine pozitiv, ca urmare a efectului rezistenței R_3 și sursei de alimentare V_C (fig. 24.12, *c*). Distribuția

sarcinii q_S ia aproape instantaneu forma din fig. 24.12, *d*, ceea ce permite ca un curent de intensitate mare să iasă din emitorul tranzistorului T_4 și să intre în baza tranzistorului T_1, realizînd comutarea directă a acestuia.

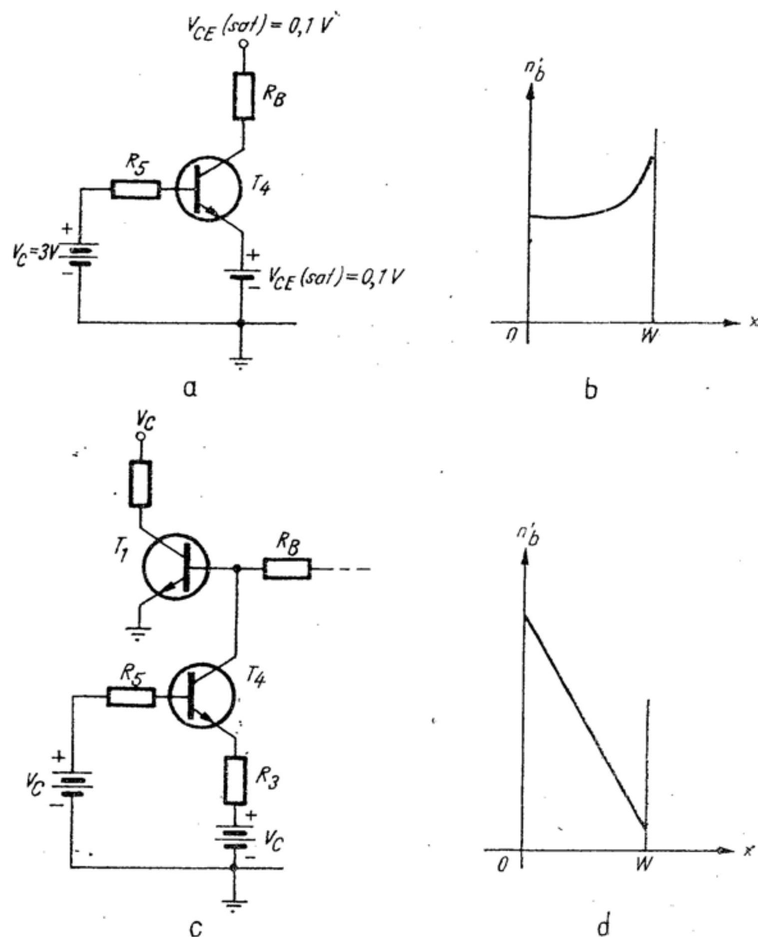


Fig. 24.12. Funcționarea tranzistorului T_4.

Această manieră de utilizare a modului în care se schimbă distribuția sarcinii q_S permite comanda rapidă și precisă a circuitului.

Acum pot fi ușor înțelese funcțiunile îndeplinite de tranzistoarele T_6 și T_7 ale porții NU — SAU. Tranzistorul T_6 îndeplinește aceeași sarcină

ca diodele din fig. 24.7, *b* — de a sesiza stările circuitului bistabil și de a dirija semnalul de comandă numai către tranzistorul blocat. După ce impulsul de ceas blochează tranzistorul T_8, tranzistorul T_7, după trecerea unui interval de întîrziere și a unui interval de creștere, comută direct poarta NU — SAU încheind în acest fel înmagazinarea de sarcină în tranzistorul T_4, în mod independent de durata impulsului de ceas (v. problema P24.9).

Un avantaj particular al circuitului basculant bistabil $J-K$ constă în faptul că, datorită prezenței porții NU — SAU, starea circuitului basculant este previzibilă pentru orice combinație a semnalelor de intrare v_1, v_2 și v_3 [1].

24.2. CIRCUITE BASCULANTE MONOSTABILE

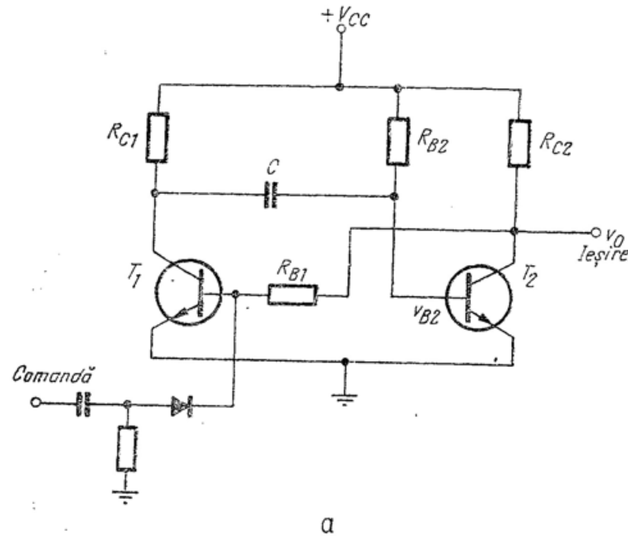
Un circuit bistabil de comutare poate prezenta o comportare monostabilă, dacă una dintre stările de echilibru este eliminată. O asemenea transformare poate fi realizată prin introducerea unei capacități în unul din circuitele de cuplaj colector-bază.

24.2.1. Circuitul basculant monostabil de bază

Circuitul monostabil din fig. 24.13 conține un cuplaj capacitiv între colectorul tranzistorului T_1 și baza tranzistorului T_2. Rezistența R_{B2} se alege astfel încît în starea stabilă T_2 să fie saturat. Cuplajul rezistiv realizat prin R_{B1} va menține tranzistorul T_1 blocat. Dacă se aplică un impuls de comandă cu anumiți parametri, după cum s-a arătat în § 24.1.7, va apare un fenomen regenerativ de comutare, iar circuitul va trece într-o stare metastabilă în care T_2 este blocat, iar T_1 — în regim de conducție. În această tranziție inițială, care are loc la $t = 0$, baza tranzistorului T_2 este polarizată negativ la o tensiune egală cu variația mărimii V_{CE1}, așa cum se arată în fig. 24.13, *b*.

În urma tranziției, tranzistorul T_1 este în stare de conducție. Cu toate acestea, T_1 nu poate menține tranzistorul T_2 în stare de blocare un interval de timp oricît de îndelungat, deoarece capacitatea C se descarcă pe rezistența R_{B2}, iar tensiunea între baza tranzistorului T_2 și masă crește exponențial, tinzînd către nivelul V_{CC} cu constanta de timp $R_{B2}C$. Starea metastabilă ia sfîrșit în momentul t_1, cînd tranzistorul T_2 ajunge la pragul intrării în conducție, cu alte cuvinte, atunci cînd v_{B2} are o valoare pozitivă de cîteva zecimi de volt. În acest punct apare o nouă tranziție regenerativă, în urma căreia T_1 se blochează iar T_2 se saturează.

[1] V. bibliografia [24.1].



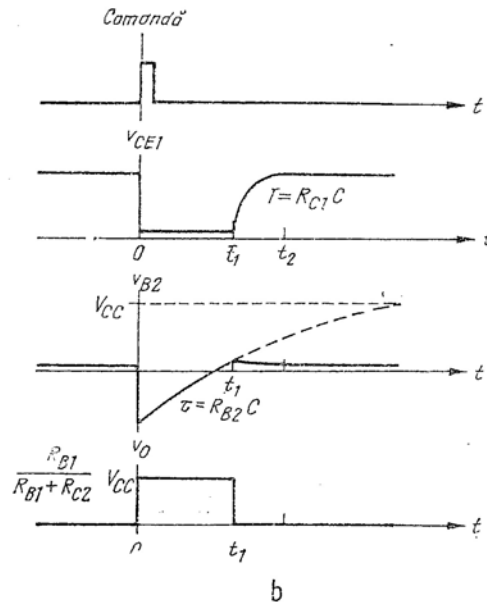


Fig. 24.13. Circuit basculant monostabil de bază: *a* — circuitul; *b* — formele de undă.

Pentru ca circuitul să reatingă echilibrul static corespunzător stării stabile este necesar un anumit interval de timp după momentul t_1. De-a lungul acestui *interval de restabilire* capacitatea C se încarcă prin R_{C1} la V_{CC}. Dacă apare o nouă comandă de basculare a circuitului înainte de terminarea intervalului de restabilire, adică înaintea momentului t_2 din fig. 24.13, *b*, durata stării stabile va descreşte.

Lungimea intervalului de timp $0-t_1$ este determinată de încărcarea capacităţii C. Înaintea basculării circuitului tensiunea la bornele capacităţii C este:

$$v_C \approx V_{CC}. \qquad (24.25)$$

Prin urmare, tensiunea v_{B2} a celui de al doilea tranzistor scade pînă la aproximativ $-V_{CC}$ atunci cînd circuitul comută. Întrucît v_{B2} tinde către nivelul $+V_{CC}$, starea metastabilă ia sfîrşit în momentul t_1, valoarea lui t_1 fiind:

$$t_1 \simeq R_{B2}C \ln 2 \simeq 0{,}69\, R_{B2}C \qquad (24.26)$$

(v. problema P24.10). Este de remarcat faptul că durata intervalului de timp în care circuitul se găseşte în starea metastabilă, este controlată, în principal, de elementele pasive de circuit. Din această cauză, circuitele monostabile sînt în mod frecvent utilizate pentru a genera impulsuri cu amplitudine şi durată precise, ca răspuns la acţiunea unui impuls de comandă.

Circuitul monostabil din fig. 24.13, *a* poate fi, de asemenea, polarizat astfel, încît în starea stabilă tranzistorul T_2 să fie blocat, prin conectarea rezistenţei R_{B2} la o sursă de tensiune negativă, în loc de V_{CC}. În această variantă, lungimea intervalelor de timp care formează ciclul de basculare va depinde mai critic de parametrii tranzistoarelor, decît în cazul configuraţiei originale a circuitului. Prin urmare, a doua configuraţie se va caracteriza printr-o stabilitate mai redusă a duratei impulsurilor generate.

24.2.2. Alte circuite basculante monostabile

În fig. 24.14 este prezentat un circuit monostabil cu cuplaj pe emitor. Deoarece rezistenţa R_{B2} este conectată la V_{CC}, în starea stabilă tranzistorul T_1 este blocat iar T_2—în conducţie. Cînd circuitul este basculat în starea metastabilă, T_2 este blocat, iar intervalul în care se formează impulsul generat se încheie în momentul în care tensiunea bază-emitor a acestui tranzistor ajunge la pragul intrării în conducţie.

Fig. 24.15 conține un circuit monostabil cu tranzistoare complementare (*pnp* și *npn*). Diferența acestei structuri față de circuitul bistabil corespunzător constă în faptul că o rezistență de cuplaj este înlocuită

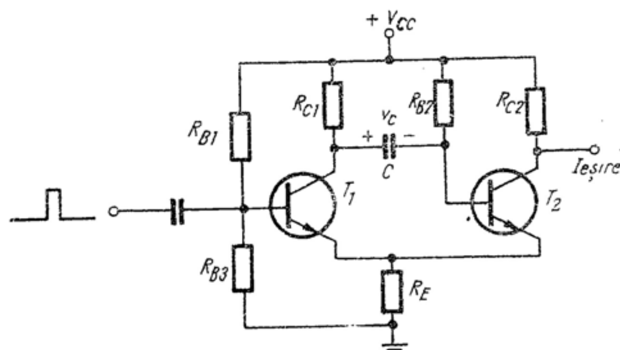


Fig. 24.14. Circuit basculant monostabil cu cuplaj prin emitor.

printr-o capacitate, iar între baza tranzistorului *npn* și masă este conectată o rezistență. Pentru a provoca o tranziție în starea metastabilă, la baza tranzistorului T_2 se aplică un impuls negativ de comandă (v. problema 24.11).

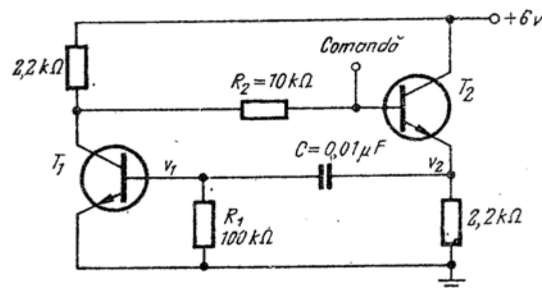


Fig. 24.15. Circuit basculant monostabil cu tranzistoare complementare.

24.2.3. Condițiile comportării monostabile

Singura diferență între circuitele monostabile și bistabile constă în înlocuirea unei rezistențe cu o capacitate în unul din circuitele de cuplaj între etaje. Această înlocuire va modifica comportarea circuitului la frecvențe joase — adică va determina existența unei singure stări stabile, în loc de două —, însă nu va atrage după sine schimbarea comportării la frecvențe medii. Astfel, condiția de bază ce trebuie îndeplinită de factorul de transfer pe bucla de reacție pentru a asigura comportarea regenerativă, $|T|>1$ va continua să fie valabilă pentru circuitul monostabil. De această dată însă, condiția menționată va fi valabilă la frecvențe mijlocii, fără a mai fi îndeplinită în curent continuu.

Rezultă că pentru comportarea monostabilă a unui circuit este necesară și suficientă îndeplinirea simultană a următoarelor condiții:

1. Cînd capacitatea (sau capacitățile) se îndepărtează, trebuie să existe o singură stare stabilă. În cazul circuitelor cu tranzistoare identice, un tranzistor urmează să fie blocat, iar cel de al doilea, activ sau saturat. Pentru structura cu tranzistoare complementare, ambele dispozitive trebuie să fie blocate sau saturate.

2. Circuitul de cuplaj în curent continuu trebuie să asigure funcționarea simultană a ambelor tranzistoare în regiunea activă.

3. Pentru a asigura comportarea regenerativă în această stare activă, valoarea absolută a factorului de transfer pe bucla de reacție la o frecvență oarecare, alta decît $f = 0$, trebuie să fie mai mare decît unitatea, iar reacția trebuie să fie pozitivă.

Dacă aceste trei condiții sînt îndeplinite, existența unei stări metastabile este asigurată, iar circuitul va prezenta o comportare monostabilă.

Satisfacerea condițiilor de mai sus este ușor de verificat pentru circuitul din fig. 24.13. Prima condiție este legată numai de polarizarea în curent continuu, așa că poate fi verificată pe circuitul obținut cu capacitatea C îndepărtată. A doua condiție aplicată circuitului examinat reclamă existența unui nivel de tensiune continuă V_{B2}, pentru care atît T_1 cît și T_2 funcționează în regiunea activă. Dacă această condiție este îndeplinită, trebuie calculat factorul de transfer pe bucla de reacție folosind un model diferențial pentru regiunea activă, cu capacitatea C scurtcircuitată; în acest fel se verifică dacă reacția este pozitivă iar valoarea absolută a factorului de transfer pe bucla de reacție — supraunitară (v. problema P24.12).

24.3. CIRCUITE BASCULANTE ASTABILE

24.3.1. Circuitul basculant astabil cu cuplaje încrucișate

Un circuit de comutație regenerativ, care nu are stări stabile și care, prin urmare, basculează continuu și alternativ între două stări metastabile se numește circuit basculant astabil. Oricare circuit monostabil poate fi determinat să prezinte o comportare astabilă prin modificarea polarizării și cuplajului în curent continuu, astfel încît ambele tranzis-

toare să funcționeze în regiunea activă atunci cînd elementul acumulator de energie este îndepărtat. Cu toate acestea, circuitele practice cu cuplaje încrucișate se realizează rar în acest mod, deoarece este dificil să se garanteze îndeplinirea condiției referitoare la polarizare în regiunea activă pentru variațiile parametrilor componentelor pasive și tranzistoarelor, corespunzătoare cazului cel mai defavorabil. De aceea, majoritatea circuitelor basculante astabile cu cuplaje încrucișate conțin două capacități (ca în fig. 24.16), întrucît în acest caz condițiile de polarizare a celor două tranzistoare pot fi realizate independent (observăm că, așa cum se va vedea mai jos, circuitele monostabile cu cuplaj pe emitor pot funcționa în mod satisfăcător cu o singură capacitate dacă se folosesc rezistențe de emitor independente).

Să examinăm funcționarea circuitului cu cuplaje încrucișate din fig. 24.16,*a*. Cînd capacitățile lipsesc, circuitul de polarizare asigură în mod automat funcționarea tranzistoarelor în regiunea activă, independent de valorile rezistențelor și parametrilor tranzistoarelor. Dacă reconectăm capacitățile în circuit, reacția pozitivă va antrena circuitul din regiunea cuasi-liniară în una din stările de saturație. Totuși, această situație nu se poate menține, deoarece sarcinile cu care sînt încărcate capacitățile se modifică, conducînd circuitul spre starea staționară în care ambele tranzistoare sînt active. Astfel, circuitul va ajunge la un moment dat în starea activă și va parcurge o tranziție regenerativă, prin regiunea cuasi-liniară, trecînd în a doua stare de saturație, în care se va găsi un interval de timp egal cu durata de existență a celei de a doua stări metastabile (v. problema P24.13).

Formele de undă tipice corespunzătoare circuitului sînt date în fig. 24.16, *c*. Observăm că pentru a activa circuitul nu este necesară aplicarea unui impuls de comandă. În fapt, circuitul este un oscilator neliniar, ceea ce determină folosirea sa pentru generarea formelor de undă periodice și a succesiunilor de impulsuri.

O formă convențională a circuitului astabil cu cuplaje încrucișate este prezentată în fig. 24.16, *b*. Cînd capacitățile din circuit sînt îndepărtate, ambele tranzistoare se saturează. Totuși, circuitul se va comporta ca un multivibrator astabil, oscilînd cea mai mare parte a timpului, deoarece schema nu ajunge în starea stabilă cu ambele tranzistoare saturate simultan. Un asemenea circuit potențial stabil este nesigur în funcționare. Conectînd pentru un timp unul din colectoare la masă, vom anula factorul de transfer pe bucla de reacție și în același timp, satura ambele tranzistoare. Circuitul se va găsi în această stare pînă va primi o comandă din exterior (de exemplu, prin deconectarea sursei de alimentare). Din această cauză, ca o condiție a comportării astabile, se formulează o cerință privind polarizarea pentru regiunea activă, excluzînd în acest fel circuite ca cel din fig. 24.16, *b*.

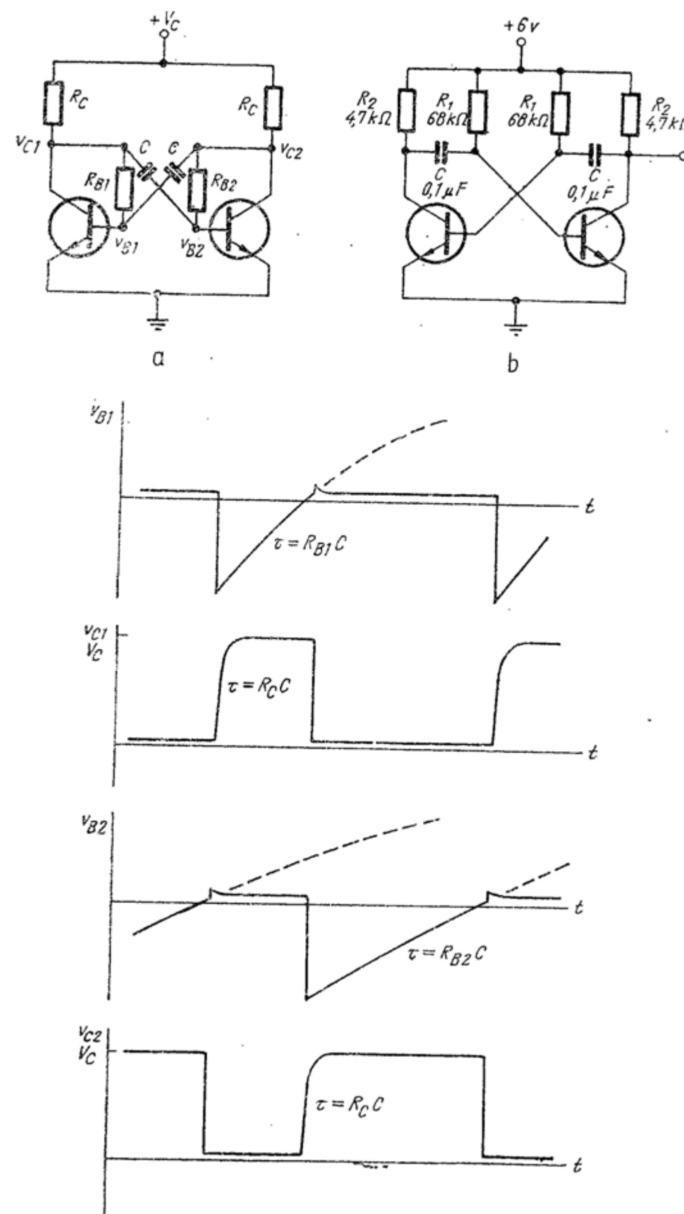


Fig. 24.16. Circuite basculante astabile cu cuplaje încrucișate.

24.3.2. Circuitul basculant astabil cu cuplaj pe emitor

În fig. 24.17 sînt prezentate două variante tipice de circuite astabile cu cuplaj pe emitor. Circuitul din fig. 24.17, *a* funcţionează satisfăcător cu o singură capacitate, deoarece rezistenţele de emitor independente asigură puncte stabile de funcţionare în curent continuu în regiunea activă.

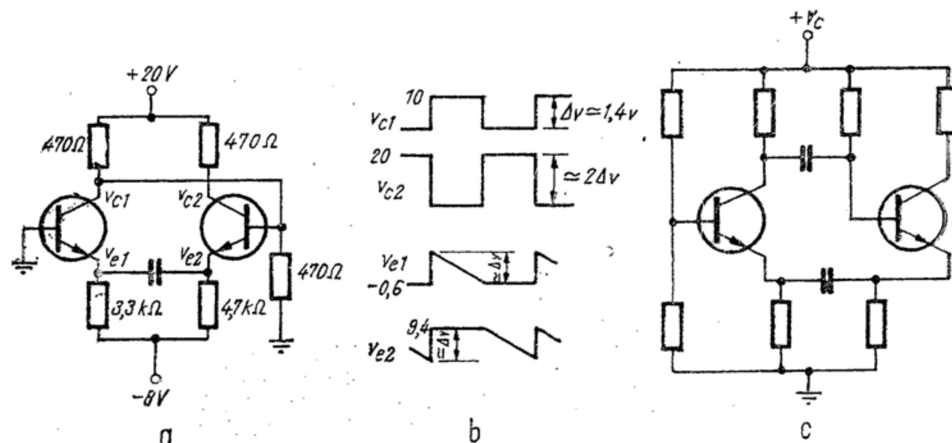


Fig. 24.17. Circuit basculant astabil cu cuplaj prin emitor:
a – circuit cu o singură capacitate; *b* – formele de undă pentru circuitul din *a*; *c* – circuit cu două capacităţi.

În acest caz particular, valorile rezistenţelor se aleg astfel, încît tranzistoarele să nu se satureze nici un moment în decursul ciclului de funcţionare, iar variaţiile tensiunilor de colector sînt reduse. Pe această cale, se pot realiza viteze ridicate de lucru: frecvenţe de repetiţie de 10 MHz şi timpi de creştere de 10 ns [1].

24.3.3. Condiţiile funcţionării în regim astabil

Cele două condiţii a căror îndeplinire simultană este necesară şi suficientă pentru asigurarea funcţionării în regim astabil a unui circuit sînt următoarele:

— punctul static de funcţionare a circuitului în absenţa capacităţilor trebuie să fie astfel plasat, încît ambele tranzistoare să se găsească în regiunea activă;

[1] V. bibliografia [24.2].

— în regiunea activă, valoarea absolută a factorului de transfer pe bucla de reacţie trebuie să fie supraunitară, la o anumită frecvenţă nenulă, pentru a asigura posibilitatea procesului de regenerare; în curent continuu, factorul de transfer pe bucla de reacţie trebuie să fie subunitar, pentru a preveni modul bistabil de funcţionare.

Verificarea acestor condiţii pe o configuraţie specifică de circuit este foarte simplă. De exemplu, dacă se îndepărtează capacităţile circuitului din fig. 24.16, *a*, este evident că tranzistoarele vor fi polarizate în regiunea activă. Dacă prima condiţie este satisfăcută, trebuie calculat factorul de transfer pe bucla de reacţie cu ajutorul unui model diferenţial al regiunii active cu ambele capacităţi de cuplaj scurtcircuitate şi verificat dacă modulul acestei mărimi este mai mare decît 1. Factorul de transfer pe bucla de reacţie al acestui circuit este nul la $f = 0$, prin urmare condiţia finală este îndeplinită, ceea ce asigură comportarea astabilă.

24.4. DEMONSTRAŢIE EXPERIMENTALĂ DE CURS

Formele de undă specifice circuitelor digitale, mai ales regimurile tranzitorii ce apar la comutarea circuitelor poartă şi semnalele de ieşire ale circuitelor basculante sînt suficient de expresive, aşa că, pentru a realiza ilustrări experimentale interesante şi cu un conţinut de informaţie suficient, nu este nevoie de circuite speciale sau aparatură mai deosebită. În toate cazurile, poate fi de mare folos un osciloscop cu două sau chiar mai multe spoturi.

Iată cîteva exemple de demonstraţii posibile:

— variaţia duratei impulsului în cazul modificării rezistenţei R_{B2} (fig. 24.13);

— un numărător binar realizat prin comanda punctelor *a* şi *b* de la un generator de impulsuri (fig. 24.7, *b*);

— examinarea comportării aceluiaşi circuit la viteze mari de lucru, folosind o frecvenţă înaltă de repetiţie a impulsurilor, pentru a evidenţia îmbunătăţirea formelor de undă ale semnalelor de ieşire rezultată în urma introducerii capacităţilor de accelerare;

— ilustrarea comportării unui circuit astabil de tipul celui din fig. 24.16, *b*.

Demonstraţia privitoare la amplitudinea impulsului de comandă, necesară pentru o tranziţie regenerativă a unui circuit bistabil (v. § 24.1.7), poate fi realizată cu ajutorul circuitului din fig. 24.7, *b*. Impulsul de comandă este aplicat simultan la intrările *a* şi *b*. În acest fel, se asigură o imagine repetitivă a tranziţiei, dacă circuitul îşi schimbă sau nu starea. Pentru a fi siguri că q_F şi q_R sînt componentele dominante de sarcină electrică, este recomandabilă folosirea unor tranzistoare cu f_T redus şi cu capacităţi de barieră scăzute.

Același circuit poate fi utilizat pentru a pune în evidență efectul duratei impulsului de comandă. În fig. 24.18 se pot urmări cîteva rezultate tipice. Fig. 24.18, *a* și fig. 24.18, *b* corespund cazului în care impulsul este prea

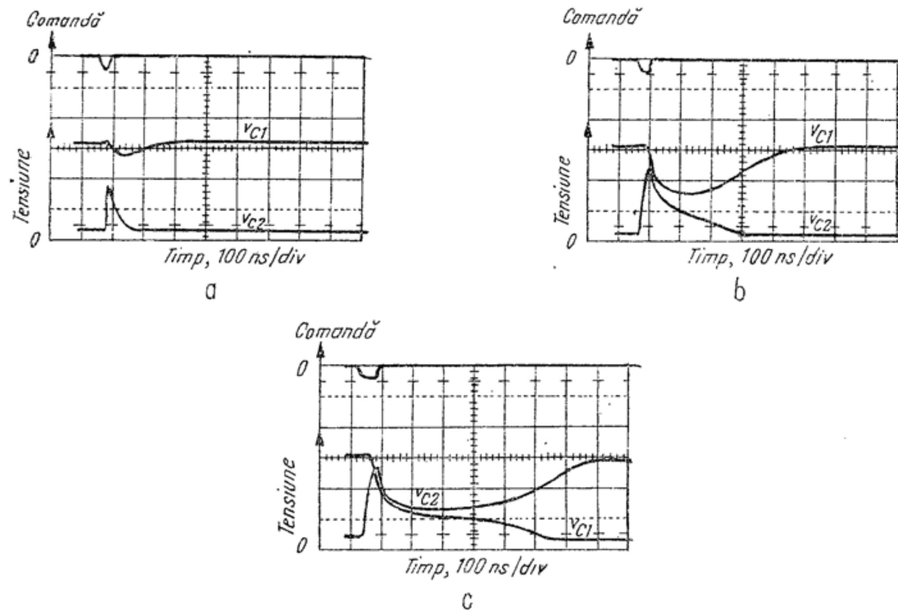


Fig. 24.18. Formele de undă oscilografiate pentru circuitul bistabil din fig. 24.7, *b*, care ilustrează efectul impulsului de comandă asupra basculării:

a și *b* – impulsul de comandă este prea îngust și de amplitudine redusă pentru a provoca o tranziție; *c* – un impuls de comandă mai lung produce o tranziție.

mic și prea îngust pentru a provoca tranziția. Totuși, mărind durata impulsului de comandă fără a modifica amplitudinea sa, se ajunge la tranziția regenerativă, așa cum se vede în fig. 24.18, *c*.

BIBLIOGRAFIE

24.1. *Fan-out*, Nr. 116, Fairchild Semiconductor, Febr. 1964.

24.2. P. J. Bébéteau, A. Evanghelisti, An Improved Emittor-coupled Multivibrator, *Application App—59*, Fairchild Semiconductor, Febr., 1963.

24.4. M. Phister, Jr. *Logical Design of Digital Computers*, Wiley, New York, 1948.

24.3. J. Millman, H. Taub. *Pulse, Digital and Switching Waveforms*, Mc Graw-Hill, New York, 1965.

24.5. R. Littauer, *Pulse Electronics*, Mc Graw Hill, New York, 1965.

24.6. H. Camenzind, *Circuit Design for Integrated Circuits*, Addison—Wesley, Reading, Mass., 1968.

PROBLEME

P. 24.1. a) Să se reprezinte circuitul echivalent general cu parametrii *y* pentru doi cuadripoli conectați în paralel (de ex., fig. 18.11).

b) Să se arate că dacă admitanța de transfer invers a unui amplificator este neglijabilă, se poate găsi, prin calcul direct sau prin întreruperea buclei de reacție, așa cum s-a văzut în 24.14 (v. pag. 417), un factor de transfer pe bucla de reacție dat de relația :

$$T = \frac{y_{rf}\, y_{fa}}{(Y_s + y_{ia} + y_{if})\,(y_{oa} + y_{of} + y_L)} .$$

P. 24.2. Să se cacluleze I_l/I_i, în fig. 24.4*b*, iar rezultatul să fie comparat cu ecuația (24.9a). Trebuie ținut seamă de faptul că regulile reacției (cap. 18) cer ca R_B să fie mult mai mare decît R_C pentru a asigura ca $y_{ff} << y_{fa}$.

P. 24.3. Să se verifice că soluția particulară dată de ecuația (24.21) se prezintă în fapt punctul de echilibru instabil notat cu C_2 în fig. 24. 1, *b* (v. pag. 422).

P. 24.4. Să se rezolve ecuațiile 24.22 presupunînd că $I_{O1i} = I_{O2i} = I/(A+1)$. Să se explice rezultatul (v. pag. 423).

P. 24.5. Să se deducă sistemul de ecuații similar cu (24.22) care se aplică unui circuit bistabil asimetric. Să se găsească expresiile constantelor din aceste ecuații, iar pe această bază să se determine condițiile de comandă a basculării pentru un astfel de circuit (v. § 24.1.6 și 24.1.7).

P. 24.6. Folosind condițiile formulate în § 24.1.5, să se verifice că circuitul complementar din fig. 24.8, *a* este efectiv un circuit bistabil (v. pag. 426).

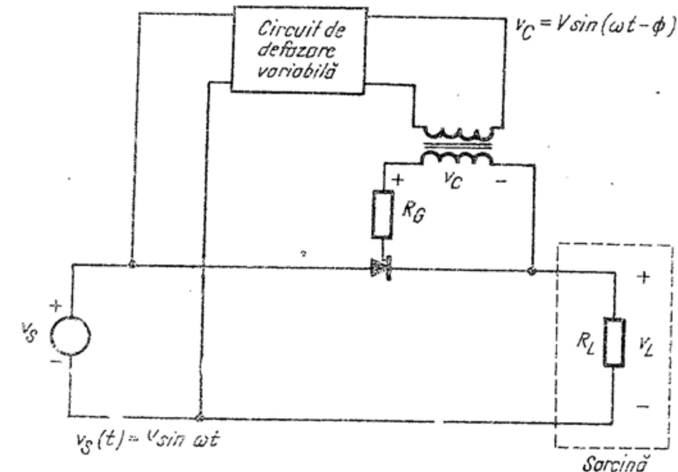


Fig. 24.19. Sursă de alimentare cu tensiune de ieșire variabilă.

P. 24.7. Tiristorul introdus în § 24.1.8 și reprezentat în fig. 24.9 este utilizat adesea în sursele de putere cu tensiune variabilă ca cea din fig. 24.1.9. Acest circuit folosește un tiristor ca element redresor de semiundă (vezi fig. 6.21, *a* pentru a face comparație cu schema care folosește o diodă obișnuită cu joncțiune *pn*). Circuite care redresează ambele alternanțe, analoage celui din fig. 6. 24, pot fi realizate într-o manieră similară. Circuitul de defazare variabilă și transformatorul

asigură o tensiune de control a cărei fază, măsurată în raport cu tensiunea de alimentare v_S, este variabilă. Cînd v_c este pozitivă, tiristorul funcționează potrivit caracteristicii de regim de conducție, arătată în fig. 24.9, *d*; valorile negative ale tensiunii v_C corespund caracteristicii regimului de blocare.

a) Să se calculeze și să se reprezinte grafic tensiunea la bornele sarcinii $v_L(t)$ pentru cîteva valori ale fazei în intervalul 0—180°.

b) Să se deducă o expresie pentru tensiunea medie la bornele sarcinii, în funcție de v și Φ.

P. 24.8. Să se găsească valorile rezistențelor R_1 și R_2 în circuitul cu cuplaj pe emitor din fig. 24.10, pentru a asigura comportarea bistabilă. Se va presupune că nivelul de curent continuu al intrărilor este $V_{CC}/2$ (v. pag. 428).

P. 24.9. Să se deseneze circuitele de comandă pentru partea din dreapta a circuitului basculant $J-K$ din fig. 24.11. Presupunînd că T_2 este în regim de conducție, iar T_1 blocat, să se verifice condițiile de lucru ale porții NU—SAU din dreapta, pentru a constata dacă impulsul de ceas este efectiv inhibat pe acest traseu (v. pag. 431).

P. 24.10. Să se deducă ecuația (24.26) din (24.13) (v. pag. 433).

P. 124.11. Care este durata stării metastabile în circuitul basculant cu tranzistoare complementare din fig. 24.15? Să se compare precizia cu care se menține durata impulsului generat, cu cea corespunzătoare circuitului convențional din fig. 24.13 (v. pag. 434).

P. 24.12. Să se verifice că circuitul din fig. 24.14 funcționează ca un circuit basculant monostabil, folosind condițiile formulate în § 24.2.3 (v. pag. 435).

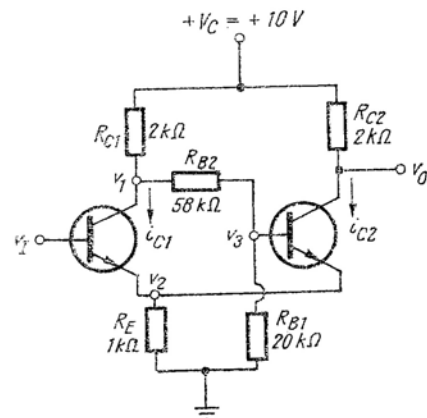


Fig. 24.20. Circuit basculant Schmitt.

P. 24.13. Una din condițiile de comandă pentru realizarea tranzițiilor regenerative ale circuitelor basculante constă în cerința ca impulsul de comandă să determine creșterea curentului de colector care a avut inițial o valoare mai mică (v. § 24.1.7). Circuitul astabil are, așa cum s-a arătat capacitatea de „autocomandă". Să se explice cum circuitul din fig. 24. 16, *a* îndeplinește condițiile de comandă (v. pag. 436).

P. 24.14. Circuitul arătat în fig. 24.20 este deseori numit circuit basculant Schmitt. Să se verifice că pentru un interval de valori ale tensiunii v_I, dispus în jurul valorii de 2,2 V, circuitul are o comportare bistabilă.

ANEXA A

MODELE ȘI CIRCUITE CU TUBURI CU VID

A.1. **Introducere** 444
A.2. **Structura și funcționarea diodelor și triodelor cu vid** 444
A.2.1. Structura fizică 444
A.2.2. Emisia termoelectronică 445
A.2.3. Funcționarea unei structuri cu două elemente-Dioda 446
A.2.4. Rolul grilei 448
A.2.5. Diode și triode componente de circuit 451
A.3. **Un amplificator elementar** 451
A.3.1. Analiză grafică 453
A.3.2. Transferul de energie 455
A.3.3. Metode grafice utilizate în circuite mai complexe 456
A.3.4. Amplificare liniară 458
A.3.5. Circuite de cuplaj și de polarizare 462
A.4. **Modelarea și analiza circuitelor active liniare** 467
A.4.1. Model de semnal mic 467
A.4.2. Analiza de semnal mic a unui amplificator . . 471
Referințe bibliografice 473
Probleme 473

A

Modele și circuite cu tuburi cu vid

A.1. INTRODUCERE

Din punct de vedere istoric, majoritatea circuitelor considerate în această lucrare au fost realizate mai întîi cu tuburi cu vid ca dispozitive active. În ultimii ani, în aceste aplicații tuburile cu vid au fost înlocuite pe scară largă cu diferite dispozitive semiconductoare active, care prezintă avantajele evidente ale unui gabarit mai redus, unui consum mai mic de putere și unei siguranțe în funcționare mult mai mari. Deși unele categorii de tuburi cu vid sînt încă utilizate pentru anumite scopuri, în special generarea și amplificarea energiei de radiofrecvență la nivele foarte mari de putere, asemenea aplicații speciale sînt în afara scopului acestei cărți introductive.

Anexa A se ocupă de procesele fizice, modelarea și proprietățile de circuit ale unei categorii de tuburi cu vid simple, care au proprietăți similare cu cele ale dispozitivelor semiconductoare active analizate în această lucrare. Întrucît prezentarea este similară ca nivel și scop cu aceea din cap. 1, materialul cuprins în anexă poate fi utilizat pentru a completa sau înlocui § 1.2—§ 1.4 atunci cînd este de dorit a se include dispozitivele active cu vid. În unele privințe, acest material furnizează o introducere mai simplă în problema dispozitivelor active decît au furnizat-o tranzistoarele cu efect de cîmp.

A.2. STRUCTURA ȘI FUNCȚIONAREA DIODELOR ȘI TRIODELOR CU VID

A.2.1. Structura fizică

Structura fizică a triodei cu vid este prezentată în fig. A.1. Dispozitivul este compus, în principal, din trei elemente dispuse coaxial într-o

incintă vidată. Elementul cel mai interior este o cămașă de metal, numit *catod*. Împrejurul catodului se află înfășurată o spirală de fir metalic, numită *grilă*, care, la rîndul ei, este înconjurată de o cămașă metalică, numită *anod* sau *placă*. Aceste trei elemente — catodul, grila și anodul — sînt conectate prin intermediul unei structuri interne la capetele, sau, terminalele externe.

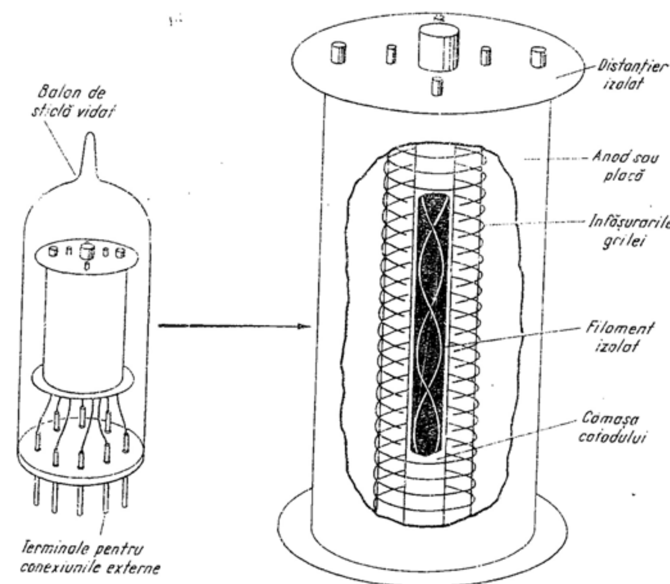


Fig. A.1. Structura fizică a unei triode cu vid.

În interiorul catodului se află o rezistență, care constă într-un fir înfășurat, separat de catod, terminat în exterior, la ambele capete, cu cîte un terminal. Acest fir, numit *filament*, este adus la temperaturi de 700° pînă la 800°C, prin trecerea unui curent electric prin el. În acest sens, el nu se deosebește de filamentul unei lămpi cu incandescență. Totuși, filamentul tubului cu vid lucrează la temperaturi mult mai scăzute, la care culoarea sa este un roșu estompat, spre deosebire de albul strălucitor care este caracteristic filamentului lămpii cu incandescență.

A.2.2. Emisia termoelectronică

Filamentul ridică temperatura catodului la o valoare la care electronii sînt emiși cu ușurință de suprafața sa. Acest proces este numit *emisie*

termoelectronică. Deşi orice metal poate emite electroni cînd temperatura sa este ridicată, esistă unele metale la care emisia de electroni este mult mai bogată decît a altora. Cămaşa catodului este îmbrăcată cu oxizi alcalino-pămîntoşi, ceea ce-l face o sursă foarte bună de electroni, chiar la temperaturi relativ scăzute (circa 700°C).

În interiorul tubului vidul este suficient de ridicat, astfel ca interacţiunile dintre electronii emişi şi moleculele reziduale de gaz să nu afecteze funcţionarea fizică a dispozitivului. Unele tuburi sînt în mod intenţionat umplute cu gaz, pentru a se obţine caracteristici diferite de ale celor ce sînt discutate aici, dar nu ne vom ocupa de aceste dispozitive mai complicate.

Dacă celelalte elemente — grila şi anodul — nu sînt conectate nicăieri, electronii emişi de catodul încălzit vor înconjura catodul ca un nor de sarcină spaţială negativă. Acest nor de sarcină nu se poate dispersa, deoarece catodul, ca urmare a emisiei de electroni, se încarcă pozitiv faţă de norul de sarcină spaţială negativă. Deci, electronii care formează norul sînt supuşi unei forţe coulombiene care-i atrage spre catod şi-i împiedică să se îndepărteze. Cînd acest sistem este în echilibru, la o temperatură anumită a catodului, electronii sînt emişi în mod continuu de stratul de oxid, în timp ce alţi electroni, făcînd parte din nor, reintră în catod, menţinînd în felul acesta o stare de echilibru dinamic.

A.2.3. Funcţionarea unei structuri cu două elemente—Dioda

Starea de echilibru descrisă mai sus se schimbă dacă grila şi anodul sînt conectate la circuite de polarizare, deci potenţialele lor electrostatice diferă de cel al catodului. Pentru început, ne vom ocupa de rolul anodului, presupunînd că grila lipseşte din această structură.

Dacă potenţialul anodului în raport cu catodul este negativ, electronii din norul de sarcină spaţială sînt respinşi de către anod. Ca urmare, electronii se vor aduna într-o densitate şi mai mare în jurul catodului fierbinte, şi nu va circula nici un curent în circuitul anod-catod (fig. A.2, *a*).

Pe de altă parte, dacă anodul se aduce la un potenţial pozitiv faţă de catod, electronii din norul de sarcină spaţială ce înconjoară catodul sînt atraşi de către anod, au o mişcare către acesta şi intră în circuitul exterior anod-catod, dînd naştere unui curent (fig. A.2, *b*). Numărul de electroni care străbat spaţiul dintre electrozi în unitatea de timp depinde de diferenţa de potenţial dintre anod şi catod. Dacă tensiunea anod-catod creşte, cantitatea de sarcină spaţială din jurul catodului se micşorează, numărul de electroni care se îndreaptă spre anod creşte, deci creşte curentul anodic (fig. A.2. *c*)[1]. În acest domeniu de tensiuni,

[1] Convenţia pentru curent în circuitul exterior tubului, este cea obişnuită ; curentul este conceput ca un flux de sarcini pozitive. În acest caz, curentul de electroni dela catod la anod din interiorul tubului, este reprezentat în exteriorul tubului ca un curent ce intră în anod şi iese din catod. Direcţia de referinţă din fig. A.2, corespunde unui I_B pozitiv.

curentul este controlat de către cantitatea de sarcină spaţială şi este numit ca fiind *cu limitare prin sarcină spaţială*. Această descriere accentuează rolul sarcinii spaţiale în izolarea catodului faţă de influenţa potenţialului atractiv al anodului. Cu toate că viteza electronilor emişi de catod este cu mult mai mare decît viteza electronilor ce se îndreaptă spre anod, în acest domeniu de tensiuni, electronii emişi sînt respinşi de sarcina spaţială şi majoritatea dintre ei reintră în catod.

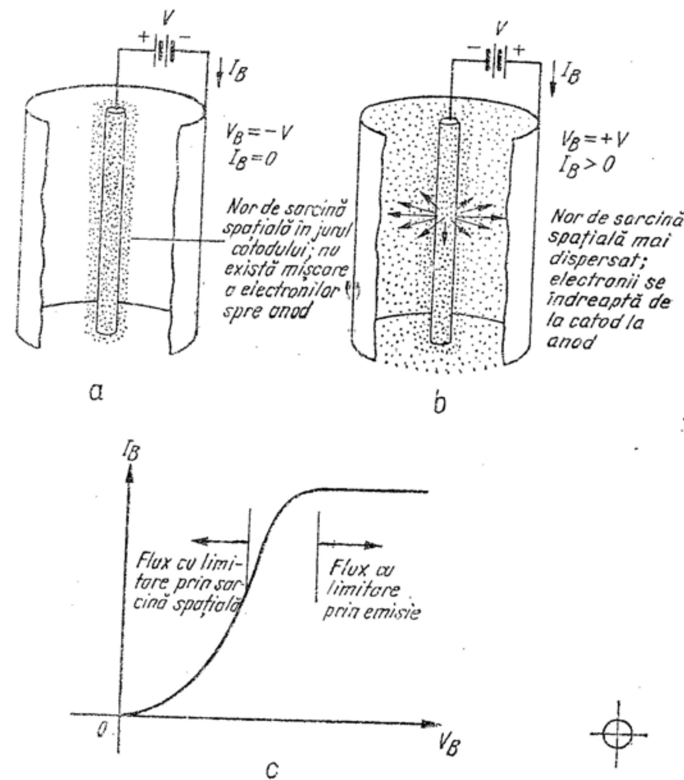


Fig. A.2. Dependenţa curent-tensiune într-un tub cu vid cu două elemente. Sensul de referinţă pentru curent este pozitiv cînd purtătorii de sarcină pozitivi circulă în direcţia curentului pozitiv. În consecinţă, cînd electronii ies din anodul tubului, $i_B>0$.

Pe măsură ce tensiunea anod-catod se măreşte, densitatea de sarcină spaţială scade şi devine în cele din urmă atît de mică încît norul de sarcină spaţială nu mai este eficace în ecranarea eletronilor de la suprafaţa catodului. Cînd s-a ajuns la această situaţie, practic fiecare electron emis de

catod este colectat de anod, astfel încît curentul anodic devine aproape independent de tensiunea anod-catod. În această gamă de lucru curentul anodic este determinat de temperatura catodului, care, la rîndul ei, determină viteza de emisie şi este numit ca fiind *cu limitare prin emisie* sau *cu limitare prin temperatură*.

Dispozitivul descris mai sus poartă numele de *diodă cu vid* sau *diodă termoionică*. Dioda cu vid poate fi considerată ca un element de circuit cu două terminale, avînd caracteristicile curent-tensiune prezentate în fig. A.2, *c*. În mod evident, caracteristica esenţială a diodei este natura puternic *neliniară* a relaţiei I-V; acest dispozitiv permite trecerea curentului numai într-o singură direcţie ($I_B>0$), împiedicînd trecerea curentului în cealaltă direcţie (I_B nu poate fi negativ). În capitolul 6 s-a arătat că dispozitivele electronice care au această comportare se utilizează pe scară largă în circuite.

A.2.4. Rolul grilei

În aplicaţii ne interesează mai mult tuburile cu electrozi de control, din a căror categorie dioda *nu* face parte (deoarece are numai două terminale). Deci, vom introduce acum în structura noastră *grila* şi vom studia efectul său asupra fluxului de electroni ce străbat spaţiul vidat dintre anod şi catod.

La un tub cu funcţionare normală, grila este menţinută la un potenţial negativ faţă de catod, iar potenţialul anodului faţă de catod este pozitiv. Mai mult decît atît, curentul anodic este suficient de scăzut, astfel încît fluxul de electroni este limitat de sarcina spaţială. În aceste condiţii, fluxul de electroni de la catod la anod este puternic influenţat de grilă. Concret, tensiunea negativă a grilei (negativă faţă de catod) micşorează potenţialul electrostatic din vecinătatea grilei. Potenţialul la înfăşurarea grilei este egal cu tensiunea grilei. Porţelanul unui punct de pe suprafaţa grilei, dar situat între spirele sale, este mai pozitiv decît tensiunea grilei, dar nu atît de pozitiv cît ar fi fost dacă grila nu s-ar fi găsit în această structură. În fig. A.3 se prezintă variaţia potenţialului electrostatic în regiunea dintre catod şi anod. Pentru simplificare, am presupus o structură plan-paralelă în locul cazului mai obişnuit, în care, catodul este în întregime înconjurat de grilă şi anod.

Ca urmare a potenţialului negativ al grilei, potenţialul electrostatic mediu în planul grilei este redus. În consecinţă, cîmpul electric în regiunea dintre catod şi grilă este redus, şi viteza cu care electronii se deplasează spre anod descreşte. Din cauză că electronii din apropierea suprafeţei catodului sînt parţial izolaţi de influenţa atractivă a anodului, datorită grilei negative, pentru orice valoare a tensiunii anod-catod, curentul în circuitul anod-catod este mai mic decît ar fi fost dacă grila fie nu exista, fie era mai puţin negativă. Această situaţie este ilustrată în fig. A.3, *d*,

în care curentul anodic apare ca o funcţie de tensiunea anod-catod, pentru două valori fixe ale tensiunii grilă-catod. Aceste curbe arată că, pentru orice valoare a tensiunii anod-catod, curentul anodic descreşte pe măsură ce tensiunea grilă-catod devine mai negativă.

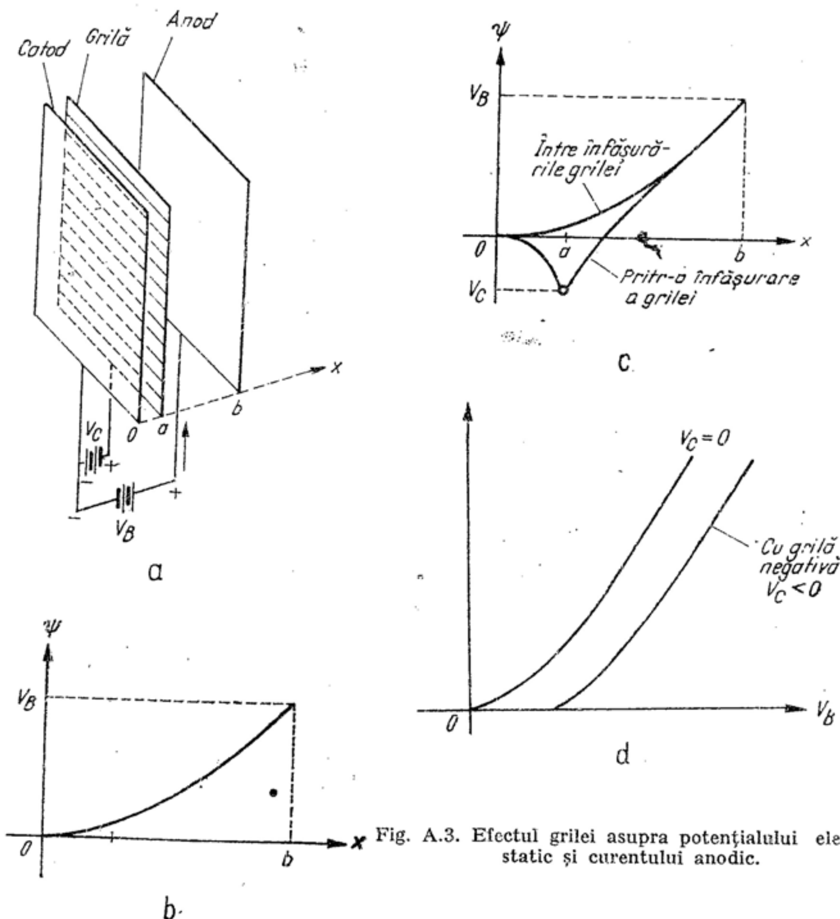


Fig. A.3. Efectul grilei asupra potenţialului electrostatic şi curentului anodic.

Curbele din fig. A. 3, *d* fac parte dintr-o familie de curbe parametrice care exprimă dependenţa curentului anodic atît de tensiunea anod-catod, cît şi de tensiunea grilă-catod a triodei. În fig. A. 4 este reprezentată o familie a acestor curbe, în care tensiunea grilă-catod variază cu o cantitate fixă de la curbă la curbă. Această familie, care este tipică pentru func-

ționarea triodei, este deseori numită familia *caracteristicilor de ieșire*, sau *caracteristicilor anodice* ale triodei.

Caracteristicile de ieșire ale triodei arată că, dacă tensiunea grilă-catod este suficient de negativă, curentul anodic se anulează. Această condiție de conducție nulă se numește blocare. Evident, valoarea tensiunii grilă-catod necesară pentru a bloca fluxul de curent anodic depinde de tensiunea anod-catod.

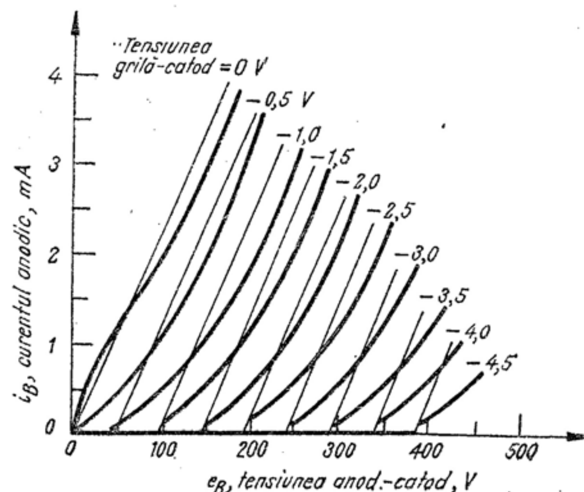


Fig. A.4. Caracteristicile de ieșire ale unei triode. Este prezentat numai primul cadran al planului curent anodic, tensiune anod-catod, deoarece curentul anodic nu este niciodată negativ, și, este nenul numai cînd anodul este pozitiv față de catod.

Controlul curentului anodic prin tensiunea grilă-catod, așa cum este prezentat în fig. A. 4, se realizează cu un consum foarte mic de putere în circuitul grilă-catod. Întrucît grila este negativă față de catod, ea respinge electronii încărcați negativ și curentul de grilă este extrem de mic, practic de ordinul nanoamperilor.

Controlul regimului de lucru în circuitul anod-catod cu ajutorul tensiunii grilă-catod, avînd un curent neglijabil în circuitul de grilă, stă la baza acțiunii de control a unei triode cu vid; această funcționare stă la baza utilizării triodei cu vid ca ventil de comandă sau modulator de putere [1].

[1] Descrierea funcționării triodei cu vid dată în acest paragraf este un minim necesar înțelegerii funcționării circuitelor simple, în care o triodă este utilizată ca ventil de comandă. Pentru o tratare mai detaliată a fenomenelor fizice din tuburile cu vid, a se vedea anexa B(N.A)

A.2.5. Diode și triode componente de circuit

Simbolul de circuit convențional pentru o diodă cu vid este prezentat în fig. A.5, *a*. Filamentul, care ridică temperatura catodului la o valoare necesară emisiei termoelectronice, nu este prezentat în acest simbol, și nici conexiunile sale. Dacă dorim, conexiunile filamentului se pot figura explicit, prin modificarea simbolului, așa cum indică fig. A.5, *b*.

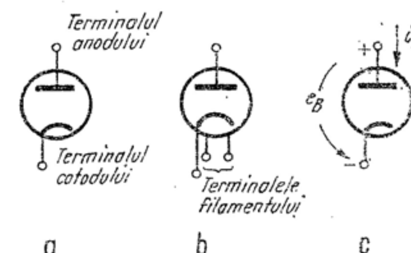


Fig. A.5 Simbolurile de circuit ale diodei și sensurile de referință.

Sensul tensiunii și sensul curentului prezentate în fig. A.5, *c*, sînt acceptate în mare măsură ca standarde. Curentul anodic i_B este pozitiv cînd intră în tub, (aceasta corespunzînd unui flux intern de electroni de la catod la anod), iar tensiunea anodică e_B este pozitivă cînd anodul este pozitiv în raport cu catodul. Simbolul de circuit și sensurile de referință ale unei triode cu vid sînt prezentate în fig. A.6. Aceste convenții sînt de fapt simple extensii ale situației de la dioda cu vid.

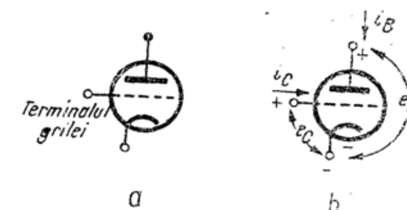


Fig. A.6 Simbolurile de circuit ale triodei și sensurile de referință.

Mărimile prezentate în fig. A.6, *b* sînt suficiente pentru descrierea completă a funcționării electrice a dispozitivului. Curentul catodic și tensiunea grilă-catod (care sînt definite în acest simbol) pot fi exprimate în funcție de curenții definiți, respectiv tensiunile definite, aplicînd legile lui Kirchhoff.

A.3. UN AMPLIFICATOR ELEMENTAR

Exemplificăm principalele caracteristici și performanțe ale circuitelor care conțin triode cu vid, studiind circuitul simplu cu tub cu vid arătat în

fig. A.7. Acest circuit utilizează o triodă cu vid pentru controlul transferului de putere de la sursă (caracterizată aici ca o sursă de tensiune cu valoarea V_B) la sarcină (reprezentată de rezistenţa R_L). Caracterizarea sarcinii printr-o rezistenţă este aplicabilă cu condiţii limitative convenabile, pentru cazul unui difuzor, unui dispozitiv electromagnetic, sau, unei linii

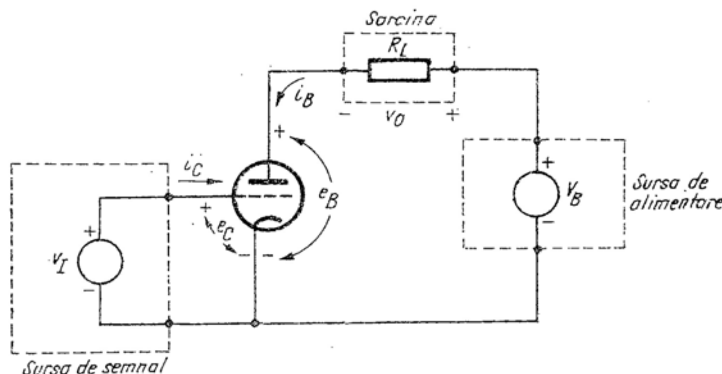


Fig. A.7 Un circuit simplu cu triodă.

de transmisiune. Intrarea dispozitivului activ-tensiunea grilă-catod — este dată de către o sursă de semnal (caracterizată de către o sursă de tensiune variabilă v_I). Obiectivul nostru este să determinăm dependenţa curentului prin sarcină i_B (sau, echivalent, tensiunea la bornele sarcinii v_O) de tensiunea sursei de semnal v_I.

Din punct de vedere al teoriei reţelelor, spune, că circuitul conţine două bucle, sau două ochiuri. Bucla de *intrare* conţine calea grilă catod din triodă şi sursa de semnal. Bucla de *ieşire* conţine calea anod-catod din triodă, sursa de putere şi sarcina.

Trioda este astfel concepută, încît curentul de grilă este neglijabil. În plus, tensiunea grilă-catod este determinată direct de sursa de semnal. Deci, pentru bucla de intrare, putem scrie :

$$i_C = 0\,; \tag{A.1a}$$

$$e_C = v_I. \tag{A.1b}$$

Aplicînd buclei de ieşire legea lui Kirchhoff pentru ochiuri obţinem :

$$V_B = v_O + e_B \tag{A.2}$$

sau, echivalent,

$$V_B = i_B R_L + e_B\,. \tag{A.3a}$$

Trioda impune între i_B şi e_B o relaţie de forma :

$$i_B = i_B\,(e_C\,,\, e_B). \tag{A.3b}$$

Această relaţie poate fi exprimată în formă grafică prin caracteristicile de ieşire, ca cele prezentate în fig. A.4.

Întrucît dorim să determinăm dependenţa curentului anodic de tensiunea sursei de semnal v_I, tot ceea ce se cere este să eliminăm pe e_C şi e_B din ecuaţiile A.1b, A.3a şi A.3b. Problema este, de fapt, că ecuaţia A.3b este neliniară. În acest caz, singurul model disponibil pentru triodă este unul grafic, ca cel din fig. A.4. În consecinţă, folosim metode grafice pentru soluţionarea acestor ecuaţii.

A.3.1. Analiză grafică

Presupunem, pentru scopul acestei exemplificări, că trioda cu vid utilizată în circuitul din fig. A.7 este descrisă prin caracteriticile de ieşire din fig. A.4. Aceste curbe prezintă ***caracteristicile de tip dipol ale triodei la bornele de ieşire***. Cu alte cuvinte, ele prezintă dependenţa curentului la bornele de ieşire în funcţie de tensiunea la aceleaşi borne. Acestea sînt curbe parametrice, parametrul fiind tensiunea la bornele de intrare.

Constrîngerile impuse de puterea sursei şi de sarcină (ec. A. 3a) constituie o relaţie liniară între variabilele curent şi tensiune la bornele de ieşire. Ecuaţia A. 3a exprimă, deci, o relaţie liniară între i_B şi e_B. În consecinţă, aceste constrîngeri pot fi trasate sub forma unei ***linii drepte*** pe caracteristicile de ieşire, adică pe caracteristicile anodice din fig. A.4. Dreapta care corespunde constrîngerilor impuse de ecuaţia A.3 a se numeşte *dreaptă de sarcină*.

Intersecţiile dreptei de sarcină cu axele de coordonate rezultată din ecuaţia A.3a,

$$\text{cînd } e_B = 0, \quad i_B = \frac{V_B}{R_L}\,; \tag{A.4a}$$

$$\text{cînd } i_B = 0,\ e_B = V_B. \tag{A.4b}$$

Dreapta de sarcină are deci o pantă în coordonatele i_B, e_B :

$$\text{panta} = -\frac{1}{R_L}\,. \tag{A.5}$$

Construcția dreptei de sarcină este arătată în fig. A.8. Valorile parametrilor utilizați în această construcție sînt:

$$V_B = 300 \text{ V};$$

$$R_L = 10^5 \ \Omega = 100 \text{ k}\Omega.$$

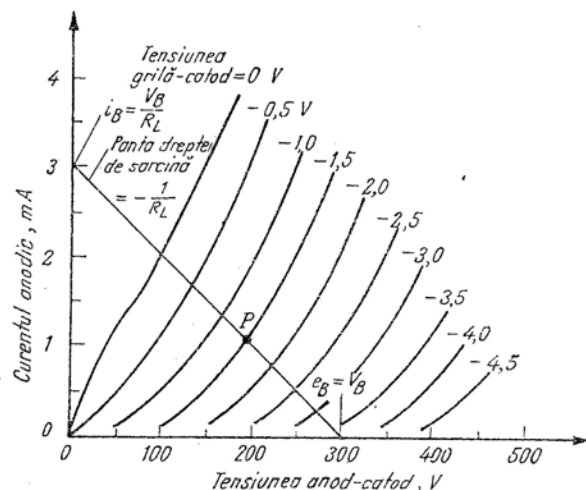


Fig. A.8 Caracteristicile de ieșire ale triodei cu dreapta de sarcină impusă de circuitul din fig. A.7.

Valorile lui i_B și e_B la care circuitul funcționează pentru orice valoare particulară a lui v_I $(=e_I)$ corespund coordonatelor punctului de intersecție a dreptei de sarcină cu caracteristicile de ieșire corespunzătoare lui v_I De exemplu, dacă $v_I = -1{,}5$ V, starea circuitului este definită de punctul P.

Modul în care tensiunea de intrare v_I controlează sarcina sau tensiunea de ieșire v_O, poate fi rezumat grafic cu ajutorul *caracteristicii de transfer* arătată în fig. A.9. Caracteristica este generată considerînd mulțimea intersecțiilor dreptei de sarcină cu caracteristicile de ieșire pentru diferite valori *negative* ale lui v_I [1]. Pentru orice valoare a lui v_I $(=e_C)$, tensiunea de ieșire v_0 poate fi calculată din valoarea lui i_B găsită pe baza fig. A.8 (1,05 mA pentru punctul P), precum și din relația:

$$v_O = i_B R_L. \tag{A.6}$$

[1] Nu putem lua în considerație valorile pozitive ale lui v_I deoarece nu am cercetat forma caracteristicii de ieșire în cazul în care tensiunea grilă-catod este pozitivă.

Rezultă că tensiunea v_O în punctul P este egală cu $1{,}05 \cdot 100 = 105$ V așa cum se arată prin punctul P din fig. A.9. Pe de altă parte, se poate determina v_O din ecuația A.2. Se găsește e_B din fig. A.8 (195 V pentru punctul P) și se scade aceasta din $V_B = 300$ V pentru a obține 105 V ca mai înainte.

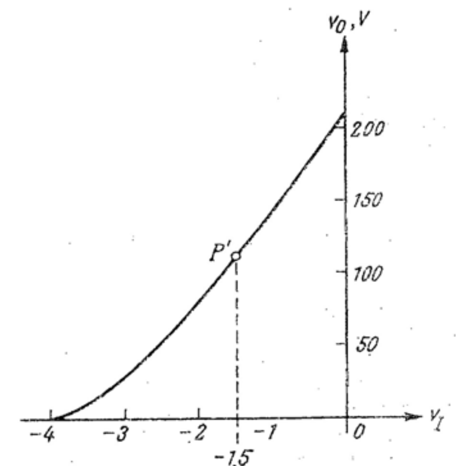


Fig. A.9 Caracteristica de transfer a circuitului din fig. A.7.

Caracteristica de transfer se aplatisează pentru valori mai negative decît $-3{,}5$ V ale lui v_I, din cauză că trioda nu conduce în această regiune; în consecință nu există curent de sarcină, iar curentul anodic se numește *tăiat*.

A.3.2. Transferul de energie

Posibilitatea unei triode cu vid de a funcționa ca ventil de comandă sau modulator de putere, rezultă în mod evident din caracteristicile de transfer din fig. A.9. Pe măsură ce v_I crește peste $-3{,}5$ V, tensiunea v_O și deci puterea dată în sarcină cresc de asemenea.

Studiul transferului de energie în acest circuit simplu este foarte important, deoarece pune în evidență un aspect fundamental. Pentru a studia distribuția puterii în bucla de ieșire, (*nu* există putere dezvoltată în bucla de intrare, deoarece s-a presupus că i_C este nul) se multiplică ecuațiaA.3a, care exprimă legea lui Kirchhoff pentru tensiunea în acest ochi, cu i_B curentul în acest ochi. Rezultatul este:

$$i_B^2 R_L = V_B i_B - e_B i_B. \tag{A.7}$$

Această ecuaţie are o interpretare simplă. Puterea dată în sarcină este $i_B^2 R_L$; puterea dată de sursă este $V_B i_B$; puterea disipată prin încălzire în tub este $e_B i_B$. În acest caz, ecuaţia A.7 arată că puterea dată în sarcină este egală cu puterea dată de sursa de energie, micşorată cu puterea disipată în dispozitivul activ. Rezultă că, dispozitivul activ, în acest caz, tubul, controlează transferul de energie de la sursă la sarcină şi, în cursul procesului, consumă o oarecare putere el însuşi (în afară de cazul cînd e_B sau i_B este zero).

În acest circuit se consideră că tubul are un *cîştig de putere*, deoarece controlează o putere mai mare decît aceea cerută la bornele de ieşire. Întrucît curentul de grilă este deosebit de mic, cîştigul de putere este foarte mare.

A.3.3. Metode grafice utilizate în circuite mai complexe

Construcţia dreptei de sarcină arătată în paragraful precedent poate fi adaptată oricărei situaţii în care dispozitivul este descris prin caracteristicile la o pereche de borne şi se află într-o reţea constînd exclusiv din surse şi elemente liniare. Orice situaţie de acest tip poate fi analizată formînd reţeaua echivalentă Thévenin sau Norton a porţiunii liniare a circuitului şi, reprezentînd apoi, această reţea echivalentă printr-o dreaptă de sarcină pe caracteristcile neliniare.

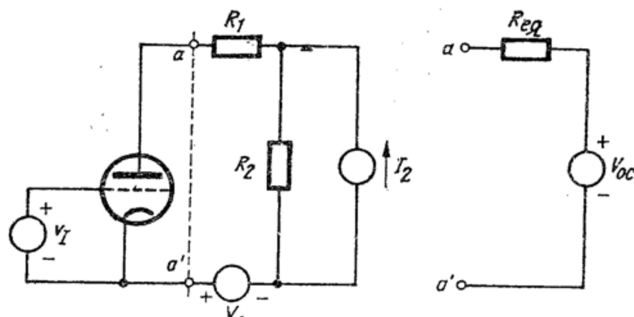


Fig. A.10 Circuit cu triodă în care se poate aplica teorema lui Thévenin pentru determinarea dreptei de sarcină.

Ca un exemplu specific unei astfel de construcţii, să considerăm circuitul din fig. A.10, *a*. Porţiunea de reţea aflată la dreapta bornelor notate cu *aa'* poate fi înlocuită cu o reţea echivalentă Thévenin, aşa cum se arată în fig. A.10,*b*. Elementele din această reţea echivalentă se obţin considerînd circuitul original. Rezistenţa R_{ec} a sursei echivalente se determină

deconectînd sursa independentă de curent I_2 şi înlocuind sursa independentă de tensiune V_1 printr-un scurtcircuit. În acest caz:

$$R_{ec} = R_1 + R_2. \quad \text{(A.8a)}$$

Tensiunea de gol la bornele *aa'* este evident:

$$V_{oc} = I_2 R_2 - V_1. \quad \text{(A.8b)}$$

Curentul de scurtcircuit la bornele *aa'* este:

$$I_{sc} = \frac{V_{oc}}{R_{ec}} = \frac{I_2 R_2 - V_1}{R_1 + R_2}. \quad \text{(A.8c)}$$

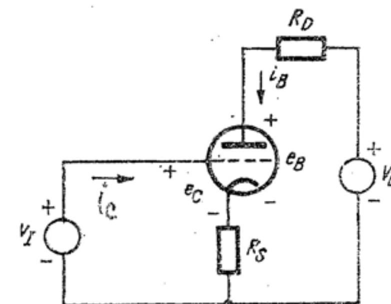
În consecinţă, intersecţiile dreptei de sarcină cu caracteristicile de ieşire ale triodei, trasate în planul $e_B - i_B$ sînt:

$$\text{cînd } i_B = 0, \qquad e_B = V_{oc};$$

$$\text{cînd } e_B = 0, \qquad i_B = I_{sc}.$$

Panta dreptei de sarcină este, evident, $-1/R_{ec}$.

Fig. A.11 Circuit în care bucla de intrare şi cea de ieşire sînt cuplate printr-o rezistenţă.



Circuitul din fig. A.11 furnizează un alt exemplu de analiză grafică. De observat că, buclele de intrare şi ieşire sînt cuplate printr-o rezistenţă în terminalul catodului. În acest caz, tensiunea grilă-catod nu mai este egală cu tensiunea sursei de la intrare, ca în exemplele precedente.

Întrucît curentul de grilă este neglijabil, curentul în rezistenţa din catod este egal cu curentul anodic. În consecinţă, aplicarea legii lui Kirchhoff pentru tensiuni celor două ochiuri conduce la:

$$\text{bucla de intrare: } v_I = e_C + i_B R_S; \quad \text{(A.9a)}$$

$$\text{bucla de ieşire: } V_B = e_B + (R_D + R_S)\, i_B. \quad \text{(A.9b)}$$

A doua ecuație definește o dreaptă de sarcină pe caracteristicile de ieșire ale tubului. Intersecțiile sînt :

$$\text{pentru } i_B = 0, \quad e_B = V_B;$$

$$\text{pentru } e_B = 0, \quad i_B = \frac{V_B}{R_D + R_S}.$$

Dreapta de sarcină poate fi utilizată pentru a genera o caracteristică de transfer care să lege curentul anodic i_B cu tensiunea grilă-catod e_C. Odată ce această relație dintre i_B și e_C a fost determinată, ecuația A.9a poate fi utilizată pentru a lega tensiunea sursei de semnal v_I cu i_B. În acest caz, relația care arată dependența lui i_B de v_I se obține lucrînd, în ambele direcții față de e_C.

Analiza circuitului din fig. A.11 ar fi evident mult mai complicată dacă i_C ar fi definit de zero. În acest caz, tensiunea la bornele rezistenței R_S ar fi $(i_B + i_C)R_S$, astfel încît ambele ecuații A.9 ar conține un termen suplimentar. Acest termen ar avea drept consecință imposibilitatea utilizării dreptei de sarcină pentru rezolvarea ecuației buclei de ieșire.

A.3.4. Amplificare liniară

După cum s-a văzut în fig. 1.1, numeroase aplicații în electronică, cer o amplificare liniară, adică reproducerea semnalului sau formei de undă la un nivel de putere mai ridicat. Circuitul de bază cu triodă cu vid din fig. A.7 poate îndeplini aceste condiții. Totuși, caracteristica de etransfer de tensiune din fig. A.9 arată în mod evident că nu este posibil să se aplice direct semnalul de intrare la bornele grilă-catod, pentru a se obține amplificarea liniară dorită ; caracteristica de transfer este neliniară, și tensiunea pe sarcină nu va fi în nici un caz replica amplificată a tensiunii de la intrare. Dacă, totuși, semnalul de intrare are un domeniu de variație limitat, și dacă se suprapune peste o tensiune continuă convenabil aleasă, se poate obține o relația liniară între intrare și ieșire. Acest lucru este posibil deoarece există o porțiune a caracteristicii de transfer, în vecinătatea punctului P', în care tensiunea de ieșire condiționează tensiunea de intrare și în schimbările acestor tensiuni sînt legate printr-o relație aproximativ liniară. Se poate deci obține o funcționare liniară dacă circuitul lucrează pe porțiunea de caracteristică din jurul punctului P'. Un circuit care permite funcționarea în apropierea punctului P' este prezentat în fig. A.12. De notat că sursa de tensiune anodică nu este arătată explicit ; se subînțelege că este conectată între bornele notate cu $+V_B$ și. „masă", sau punctul de referință notat prin. Acest circuit se deosebește de cel din fig. A.7. prin aceea că tensiunea de intrare v_I care apare între grila și catodul tubului, este formată din două tensiuni componente, adică

$$v_I = V_I + v_i \tag{A.10}$$

Tensiunea de curent continuu V_I este furnizată de o sursă simbolizată printr-o baterie. Semnalul ce trebuie amplificat este notat cu v_i[1].

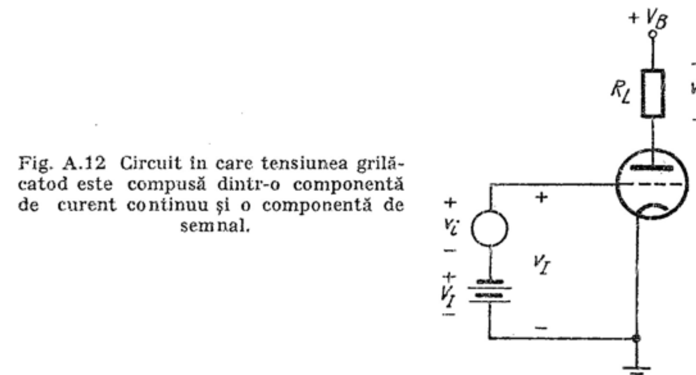


Fig. A.12 Circuit în care tensiunea grilă-catod este compusă dintr-o componentă de curent continuu și o componentă de semnal.

Componentele de curent continuu ale tensiunii de intrare (V_I) trebuie alese astfel ca circuitul să funcționeze pe o porțiune liniară a caracteristicii de transfer. Presupunem, în mod arbitrar, că semnalul de intrare (v_i) are semialternanțe pozitive și negative egale și -l alegem pe V_I astfel încît, atunci cînd semnalul este zero, circuitul să lucreze la mojlocul regiunii liniare. Punctul P' este mai mult sau mai puțin la mijlocul porțiunii liniare a caracteristicii. Acest punct corespunde lui $v_I = -1{,}5$ V. Vom fixa deci pe V_I la valoarea :

$$V_I = -1{,}5 \text{ V}$$

Funcționarea circuitului ca amplificator liniar este prezentată în fig. A. 13. În această exemplificare se presupune că semnalul este o undă si-

[1] Notația introdusă aci este standardizată pentru circuitele electronice. Variabilele instantanee totale sînt notate cu litere mici, avînd indicii majuscule (v_I). Componetele fixe sau de curent continuu se scriu cu litere mari ca și indicii respectivi (V_I). Componentele de semnal, instantanee, ca și indicii lor se scriu cu litere mici (v_i). În cele ce urmează vom nota amplitudinile complexe cu majuscule, avînd indicii scriși cu literă mică. Cu toate că această notație poate părea greoaie și inutilă, o anumită convenție este absolut necesară pentru a evita confuzia. Această notație are avantajul de a pune în evidență rapid tipul de variabilă considerată.

[2] Dacă v_i are alternanțe pozitive și negative inegale, alegerea punctului de funcționare este indicat să se facă spre unul din capetele regiunii liniare.

nusoidală cu amplitudinea de 1V. Tensiunea instantanee de ieşire se determină proiectînd tensiunea instantanee de intrare pe caracteristica de transfer, pentru a găsi valoarea corespunzătoare a lui v_0. Această construcţie este arătată prin linii punctate la un anumit moment t_1.

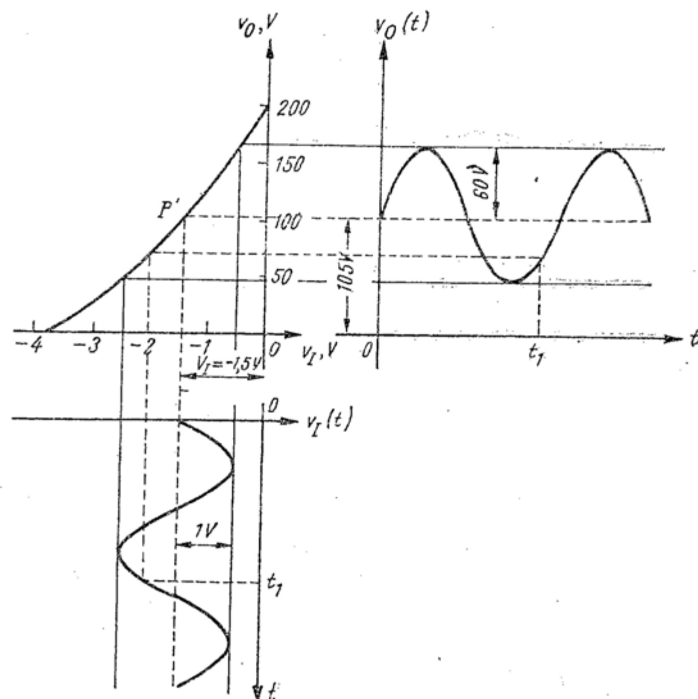


Fig. A.13 Metodă grafică pentru determinarea lui $v_0(t)$ în circuitul din fig. A.12.

Construcţia din fig. A.13 arată clar că tensiunea de ieşire are o componentă care este o replică amplificată a tensiunii de intrare. Această componentă sinusoidală este suprapusă peste o componentă de curent continuu, care corespunde valorii lui v_0 în punctul P'. Tensiunea instantanee de ieşire v_0 poate deci fi scrisă astfel

$$v_O = V_O + v_o \tag{A.11}$$

unde V_O este o componentă de curent continuu avînd valoarea de circa 105 V, iar v_o este componenta alternativă; ea este aproximată printr-o undă sinusoidală avînd o amplitudine de aproximativ 60 V.

Dacă studiem *componentele de semnal* v_i şi v_0, observăm că acestea se află într-o relaţie aproximativ liniară, aşa cum s-a dorit. Concret,

$$v_o(t) \approx 60\ v_i\ (t) \tag{A.12}$$

Amplificarea de tensiune sau *cîştigul de tensiune* de 60 corespunde pantei caracteristicii de transfer în regiunea de lucru; o tangentă în punctul P' la curba care exprimă dependenţa lui v_o de v_I are o pantă de aproximativ 60.

Circuitul prezintă proprietatea de *amplificare în putere* sau *cîştig de putere.* Puterea medie disipată în curent alternativ într-o rezistenţă de sarcină de 100 kΩ este

$$P_{ac} = \frac{1}{2}\frac{(60)^2}{10^5} \simeq 18 \text{ mW}$$

în timp ce puterea ce trebuie furnizată la bornele de intrare de către sursa de semnal v_i poate fi mică, de ordinul cîtorva nanowaţi. Amplificarea de putere poate fi deci de ordinul 10^5 sau 10^6.

Este important de observat că proprietatea numită cîştig de putere, care, la urma urmei, distinge acest circuit activ de un transformator pasiv cu amplificare de tensiune, este o manifestare a transferului de putere controlat de la sursa de putere anodică (V_B) la sarcină. Tubul controlează, pur şi simplu, transferul de putere de la sursă la sarcină, astfel încît să se obţină reproducerea dorită a semnalului de intrare.

Construcţia din fig. A. 13 arată că trebuie îndeplinite două condiţii pentru ca semnalul de ieşire să se afle într-o relaţie liniară cu semnalul de intrare. În primul rînd, componenta de curent continuu a tensiunii de intrare trebuie aleasă astfel ca circuitul să lucreze într-o porţiune liniară a caracteristicii de transfer în care există o amplificare. Cu alte cuvinte *punctul de lucru* sau *punctul static* trebuie ales convenabil. Bateria care stabileşte punctul de funcţionare este deseori numită *sursă de polarizare*. În al doilea rînd, amplitudinea semnalului de intrare trebuie să fie limitată în mod convenabil. Dacă circuitul este polarizat necorespunzător, sau dacă semnalul de intrare este prea mare, vor surveni *distorsiuni*, întrucît relaţia dintre componentele de semnal devine neliniară, adică punctul de funcţionare instantaneu se deplasează într-o porţiune a caracteristicii în care neliniaritatea contează. Efectul distorsiunilor asupra semnalului de ieşire este ilustrat în fig. A.14.

A.3.5. Circuite de cuplaj şi de polarizare

Amplificatorul din fig. A.12 are, din punct de vedere practic, două dezavantaje :

1. Sursa de semnal de intrare v_i trebuie să fie conectată în serie cu sursa de polarizare V_I. În acest caz, caracteristicile de curent continuu ale unei surse de semnal reale pot modifica punctul de funcţionare.

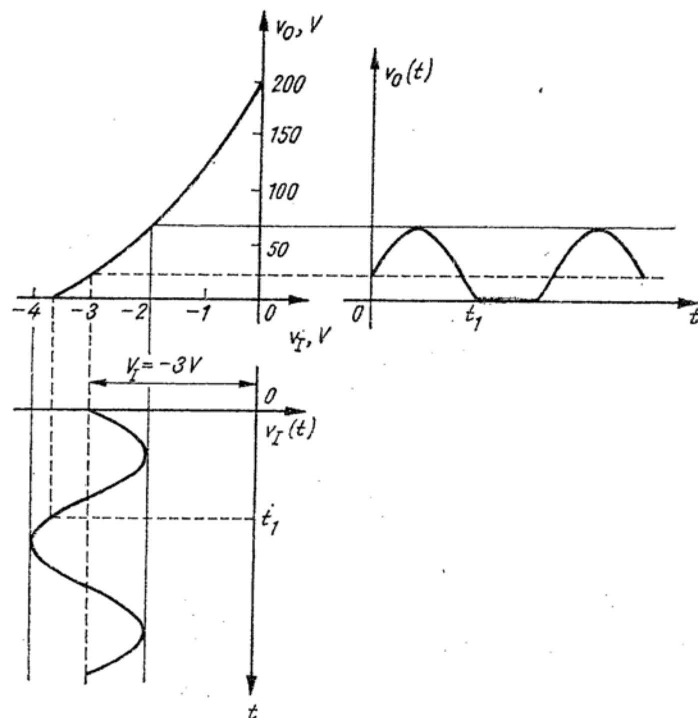


Fig. A.14. Semnalul de ieşire este distorsionat dacă punctul de funcţionare este ales necorespunzător, sau dacă semnalul de intrare are o amplitudine prea mare.

2. Semnalul de ieşire este suprapus pe o componentă de curent continuu. În utilizarea amplificatorului, atît semnalul de intrare, cît şi semnalul de ieşire dorit sînt adesea cu punct de masă comun. Tensiunea de intrare, de asemenea, nu trebuie să influenţeze punctul de funcţionare, iar ieşirea nu trebuie să conţină componente de curent continuu.

În fig. A. 15 este prezentat un amplificator la care bornele de intrare şi ieşire au punct de masă şi sînt izolate de sursa de alimentare de curent continuu V_B. Întrucît condensatoarele blochează curentul continuu, ele izolează porţiunile de circuit conectate la sursa de alimentare, de bornele

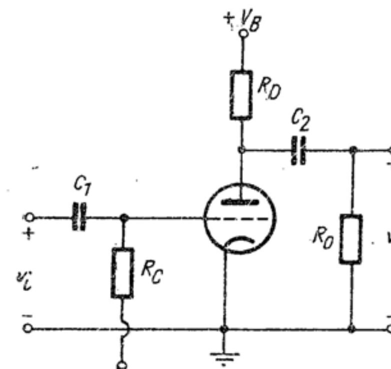


Fig. A.15 Amplificator în care sînt utilizate condensatoarele pentru separarea bornelor de intrare şi ieşire în curent continuu.

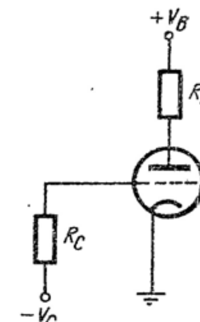


Fig. A.16 Circuit avînd acelaşi punct static de funcţionare ca cel din fig. A.15.

terminale. În acest caz, circuitul care determină punctul de funcţionare al triodei, constă numai din R_C, R_D şi tub, aşa cum se arată în fig. A. 16. Tensiunea de curent continuu grilă-catod este aproximativ egală cu $-V_C$, deoarece curentul de grilă este neglijabil. Dacă considerăm $V_B = 300$ V, $R_D = 100$ kΩ şi $V_C = 1{,}5$ V, tensiunea de curent continuu grilă-catod este $-1{,}5$ V, iar punctul de funcţionare este acelaşi ca pentru circuitul din fig. A. 7; construcţia grafică a dreptei de sarcină este arătată în fig. A.8.

Datorită condensatoarelor din circuitul din fig. A.15, tensiunea de ieşire v_o este zero atunci cînd tensiunea de intrare v_i este zero. Condensatorul de intrare C_1 se încarcă la tensiunea E_C, în timp ce condensatorul de ieşire C_2 se încarcă la tensiunea E_B, care este tensiunea anod-catod în punctul de funcţionare.

Condensatoarele servesc pentru cuplarea semnalului de intrare de curent alternativ (v_i) la grilă, şi componentei de curent alternativ a tensiunii anod-catod la bornele de ieşire, adică la v_o. În cazul în care capacităţile au o valoare suficient de mare, astfel încît, variaţia tensiunii la bornele lor să fie neglijabilă în timpul care ne interesează, *componenta de semnal* e_c din tensiunea grilă catod este egală cu tensiunea de intrare v_i, iar tensiunea

de ieşire v_o este egală cu componenta de semnal e_b a tensiunii anod-catod [1], adică :

$$v_i = e_c \tag{A.13a}$$

$$v_o = e_b \tag{A.13b}$$

De notatm, totuşi, că atunci cînd, datorită valorilor nenule ale lui v_i, punctul de funcţionare instantaneu al tubului se deplasează faţă de punctul static (P din figura A.8), mişcarea *nu* se face în lungul dreptei de sarcină utilizat pentru determinarea punctului de funcţionare. Datorită faptului că tensiunea la bornele lui C_2 nu se schimbă, ci rămîne la valoarea corespunzătoare lui $v_i = 0$, apare o variaţie a tensiunii anodice, *atît la bornele lui R_D, cît şi la bornele lui R_0*, iar variaţia corespunzătoare a curentului anodic este suma variaţiilor curenţilor prin aceaste două rezistenţe. În consecinţă, dreapta de sarcină care corespunde variaţiilor de curent alternativ are o pantă care nu este egală cu $-1/R_D$, ci cu

$$\text{panta} = -1/R_D \,||\, R_o = -\frac{R_D + R_o}{R_D \; R_o} \tag{A.14}$$

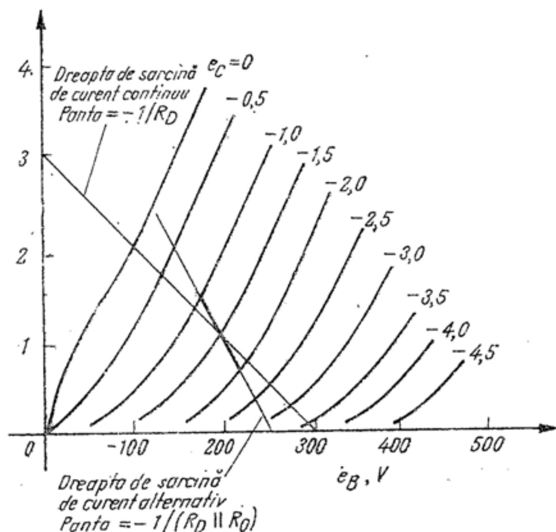


Fig. A.17. Dreptele de sarcină de curent continuu şi de curent alternativ pentru circuitul din fig. A.15.

[1] În terminologia tradiţională utilizată pentru tuburile cu vid, componenta de semnal a tensiunii grilă-catod se notează cu e_g în loc de e_c, iar componenta de semnal a tensiunii anod-catod se notează cu e_p în loc de e_b. În această carte vom folosi notaţia e_c şi e_b.

Dreapta de sarcină de curent alternativ are o pantă mai mare decît *dreapta de sarcină de curent continuu*, aşa cum se arată în figura A.17, deoarece rezistenţa de sarcină în curent alternativ $R_D || R_O'$ [1] este mai mică decît rezistenţa de sarcină în curent continuu (schiţa este desenată pentru $R_O' = R_D$). Porţiunea înegrită a dreptei de sarcină de curent alternativ

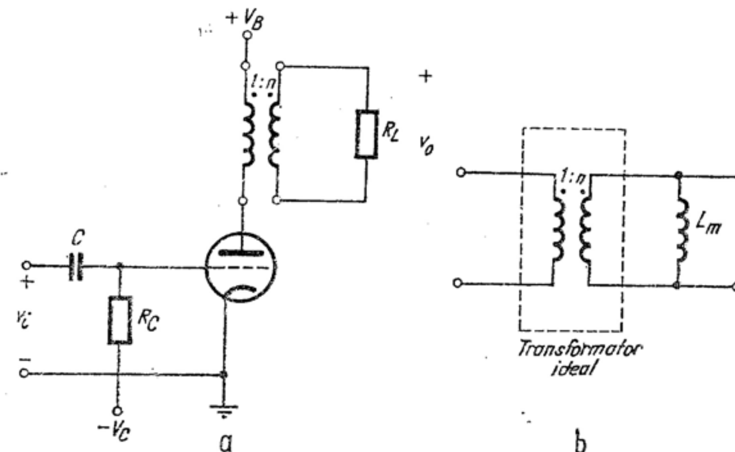


Fig. A.18 Amplificator cu transformtor de cuplaj.

arată variaţia stării circuitului corespunzătoare unei variaţii a semnalului de intrare de $\pm 0{,}5$ V. Componenta de curent alternativ a tensiunii anod-catod este egală cu v_o şi poate fi determinată proiectînd excursia punctului de funcţionare în lungul dreptei de sarcină de curent alternativ pe axa tensiunii. În acest mod se poate construi *caracteristica de transfer de curent alternativ*.

În fig. A.18 *a* se prezintă o variantă de circuit care utilizează un transformator pentru a separa componenta de curent alternativ a semnalului de ieşire de componenta de curent continuu a tensiuni anodice şi pentru a izola rezistenţa de sarcină R_L de sursa de alimentare. Evident, transformatorul nu transformă curentul continuu. În fig. A.18 *b* se află un circuit echivalent al transformatorului care pune în evidenţă acest fapt. Inductanţa L_m numită inductanţă de magnetizare, scurtcircuitează transformatorul ideal din punct de vedere al curentului continuu. Dacă L_m este suficient de mare, variaţia curentului este nesemnificativă în domeniul de frecvenţe în care lucrăm, astfel încît această inductanţă poate fi neglijată.

[1] Notaţia || este utilizată pentru a desemna combinaţia în paralel a rezistenţelor.

În fig. A. 19 sînt prezentate dreptele de sarcină în curent continuu şi în curent alternativ pentru acest circuit. Dreapta de sarcină de curent continuu este verticală[1], deoarece nu există cădere de tensiune continuă la bornele transformatorului. Punctul static de funcţionare P este determinat de V_C care determină tensiunea de curent continuu grilă-catod. Dreapta

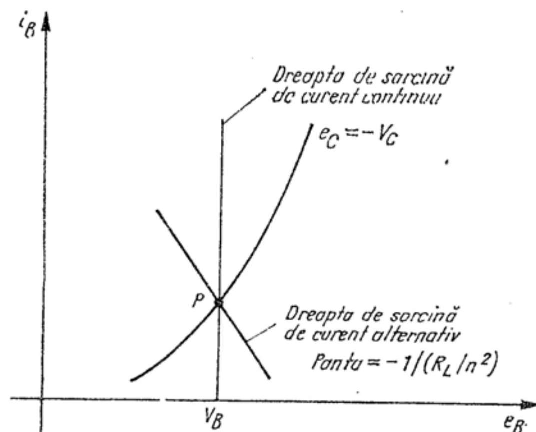


Fig.A.19 Dreptele de sarcină pentru circuitul din fig. A.18.

de sarcină de curent alternativ trece prin punctul de funcţionare avînd o pantă $-1/(R_L/n^2)$, întrucît rezistenţa de sarcină văzută în primarul transformatorului este R_L/n^2. Componenta de curent alternativ a tensiunii anod-catod se determină proiectînd variaţia punctului de funcţionare instantaneu de pe dreapta de sarcină de curent alternativ pe axa tensiunilor (v. fig. A.17). Această tensiune de curent alternativ este evident de n ori mai mică decît tensiunea de ieşire de curent alternativ v_o. De notat că, tensiunea instantanee anod-catod poate fi în acest cuircuit mai mare decît V_B.

Condensatoarele utilizate în cele două circuite analizate în acest paragraf, blochează componentele de curent continuu ale curenţilor şi cuplează semnalele de curent alternativ la intrarea şi la ieşirea amplificatorului. De aceea ele sînt numite fie *condensatoare de blocare*, fie *condensatoare de cuplaj*, şi sînt alese astfel încît căderea de tensiune alternativă la bornele lor să fie neglijabilă (vezi capitolul 14).

[1] Un model de transformator mai realist ar ţine seama de rezistenţa înfăşurărilor. Dreapta de sarcină în curent continuu ar fi în acest caz înclinată şi nu verticală.

A.4. MODELAREA ŞI ANALIZA CIRCUITELOR ACTIVE LINIARE

După cum s-a văzut în paragraful precedent, amplificatoarele care utilizează dispozitive active sînt astfel concepute încît să se obţină caracteristici intrare-ieşire liniare. Aceasta se poate obţine prin restrîngerea domeniului de variaţie a curenţilor şi tensiunilor la bornele dispozitivului activ, astfel încît neliniarităţile caracteristicilor acestuia să nu fie observabile. În acest caz, între componentele de semnal din jurul punctului static de funcţionare există o relaţie aproximativ liniară.

Utilizăm această relaţie liniară a componentelor de semnal la variaţii suficient de mici pentru a obţine o descriere algebrică a funcţionării dispozitivului. O astfel de descriere furnizează o variantă la modelele grafice considerate pînă acum, şi face posibilă utilizarea instrumentului puternic al teoriei circuitelor liniare în analiza circuitelor active. Pentru a exemplifica ceastă metodă vom utiliza din nou o triodă cu vid.

A.4.1. Model de semnal mic

Ţinînd seama de natura fizică a triodei, vom considera tensiunile la borne ca variabile independente, iar curenţii ca variabile dependente. În acest caz, descrierea formală a funcţionării electrice a dispozitivului este:

$$i_B = i_B(e_B,\ e_C) \quad \text{(A.15a)}$$

$$i_C \approx 0 \quad \text{(A.15b)}$$

Considerăm fiecare variabilă la terminale ca fiind formată dintr-o componentă *statică*, sau de curent continuu, şi o componentă *de semnal*. Componentele statice definesc punctul de funcţionare în curent continuu; componentele de semnal măsoară depărtarea de acest punct de lucru. În acest caz, cele patru variabile totale instantanee care apar în ecuaţia A. 15, pot fi scrise

$$e_B = E_B + e_b \quad \text{(A.16a)}$$

$$e_C = E_C + e_c \quad \text{(A.16b)}$$

$$i_B = I_B + i_b \quad \text{(A.16c)}$$

$$i_C = I_C + i_c \quad \text{(A.16d)}$$

Notaţia este cea introdusă în paragraful A.3.4 ; primii termeni din membrul drept al acestor ecuaţii sînt componentele de curent continuu, iar următorii sînt componentele de semnal.

O reprezentare formală a relaţiei dintre componetele de semnal poate fi obţinută dezvoltînd în serie Taylor în jurul punctului static, relaţia funcţională implicată de ecuaţia A.15. Dezvoltarea ecuaţiei A.15 a este

$$i_B = i_B\Big|_Q + \frac{\partial i_B}{\partial e_B}\Big|_Q e_b + \frac{\partial i_B}{\partial e_C}\Big|_Q e_c + \frac{1}{2!}\frac{\partial^2 i_B}{\partial e_B^2}\Big|_Q e_b^2 + \frac{1}{2!}\frac{\partial^2 i_B}{\partial e_C^2}\Big|_Q e_c^2 + \frac{\partial^2 i_B}{\partial e_C\,\partial e_B}\Big|_Q e_c\, e_b + \ldots$$

$$+ \text{ termenii de ordin superior} \qquad \text{(A.17)}$$

Notaţia $i_B|_Q$ sau $\partial i_B/\partial e_B|_Q$ arată că funcţia sau derivata parţială considerată trebuie evaluată în punctul $e_B = E_B$, $e_C = E_C$. Dacă variabilele de semnal sînt suficient de mici, astfel încît curentul anodic instantaneu să fie aproximativ liniar în vecinătatea acestui punct, dezvoltarea poate fi aproximată neglijînd termenii *de ordinul al doilea şi mai mare*. În acest caz

$$i_B \approx i_B|_Q + \frac{\partial i_B}{\partial e_B}\Big|_Q e_b + \frac{\partial i_B}{\partial e_C}\Big|_Q e_c \qquad \text{(A.18a)}$$

Dacă se exprimă curentul anodic în funcţie de componentele sale de curent continuu şi de curent alternativ, ecuaţiea A.18 a devine, folosind ecuaţia A.16c

$$I_B + i_b = i_B|_Q + \frac{\partial i_B}{\partial e_B}\Big|_Q e_b + \frac{\partial i_B}{\partial e_C}\Big|_Q e_c \qquad \text{(A.18b)}$$

Întrucît componentele de semnal mic sînt independente de componentele statice, ele pot fi considerate nule, fără a afecta punctul static de funcţionare al dispozitivului. În acest caz, ecuaţia A. 18b devine

$$I_B = i_B|_Q \qquad \text{(A.19a)}$$

În sfîrşit, dacă scădem din ecuaţia A.18b relaţia corespunzătoare punctului static, obţinem o relaţie între componentele de semnal mic :

$$i_b = \frac{\partial i_B}{\partial e_B}\Big|_Q e_b + \frac{\partial i_B}{\partial e_C}\Big|_Q e_c \qquad \text{(A.19b)}$$

De fapt, din ecuaţia A.19a nu aflăm nimic nou. Ea ne spune numai că curentul anodic continuu este legat de tensiunile continue de la bornele

terminale prin relaţia funcţională (A. 15a), evaluată în punctul de lucru. Ecuaţia A. 19 b este o relaţie *liniară* între componentele *de semnal*. Coeficienţii acestei relaţii liniare sînt derivatele relaţiei între variabilele totale, evaluate în punctul static de funcţionare.

Întrucît curentul de grilă este egal aproximativ cu zero, o dezvoltare formală nu este necesară. Putem scrie

$$i_C \approx 0 \qquad \text{(A.20a)}$$

$$i_c \approx 0 \qquad \text{(A.20b)}$$

Desigur, o relaţie funcţională, nenulă, pentru curentul de grilă ar fi putut fi dezvoltată exact în acelaşi mod ca pentru i_B.

Ecuaţia A.19b constituie un model care leagă liniar componentele de semnal. Acest model se numeşte *modelul de semnal mic* sau *modelul incremental*. Variabilele pe care le leagă sînt deseori numite *variabile de semnal mic*. Aceste denumiri accentuează faptul că modelul se aplică numai pentru domenii de variaţie restrînse ale componentelor de semnal.

Modelul de semnal mic poate fi exprimat pe baza unei reamenajări a elementelor circuitului idealizat. În acest caz, scriem ecuaţia A.19b astfel:

$$i_b = g_p\, e_b + g_m\, e_c \qquad \text{(A.21a)}$$

unde

$$g_p = \frac{i_B}{e_B}\Big|_Q \qquad \text{(A.21b)}$$

este considerată *conductanţa anodică (de ieşire) de semnal mic*, iar

$$g_m = \frac{i_B}{e_C}\Big|_Q \qquad \text{(A.21c)}$$

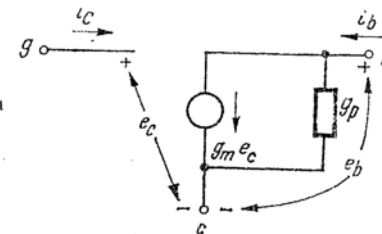


Fig. A.20 Model de semnal mic pentru trioda cu vid.

este numită *conductanţa de semnal mic de transfer în sens direct*, sau, mai simplu, *transconductanţa de semnal mic*. Cu aceste notaţii, modelul de semnal mic poate fi reprezentat ca în fig. A. 20. Acest model corespunde ecuaţiilor A. 20b şi A. 21a, deoarece ecuaţiile la noduri ale circuitului corespund exact descrierii algebrice.

De fapt, modelul de semnal mic din fig. A. 20 este doar o reprezentare formală a relaţiilor între variabilele de semnal mic; el nu este complet decît dacă se determină coeficienţii g_p şi g_m. Analiza comportării fizice a triodei cu vid ne-ar pune la dispoziţie o relaţie algebrică specifică, avînd forma ecuaţiei A.15 a. Această descriere a dispozitivului ar putea sta la baza determinării directe a parametrilor de semnal mic, în concordanţă cu ecuaţiile A.21 b şi A. 21 c. Vom exemplifica această cale în capitolul 23, după ce vom analiza din punct de vedere cantitativ comportarea fizică a triodelor cu vid. Pentru moment, evaluăm parametrii de semnal mic, analizînd legătura dintre ei şi descrierea grafică a dispozitivului.

Parametrii de semnal mic g_p şi g_m sînt corelaţi cu pantele şi distanţele dintre caracteristicile statice de ieşire. Ecuaţia A. 21 b arată că g_p poate fi scris

$$g_p \approx \left.\frac{\Delta i_B}{\Delta e_B}\right|_{\Delta e_C = 0} \tag{A.22a}$$

Cu alte cuvinte, conductanţa de ieşire de semnal mic este egală cu panta în punctul de funcţionare a caracteristicii curentului anodic în funcţie de tensiunea anodică, pentru o tensiune fixă grilă-catod. În mod asemănător, transconductanţa de semnal mic poate fi scrisă

$$g_m \approx \left.\frac{\Delta i_B}{\Delta e_C}\right|_{\Delta e_B = 0} \tag{A.22b}$$

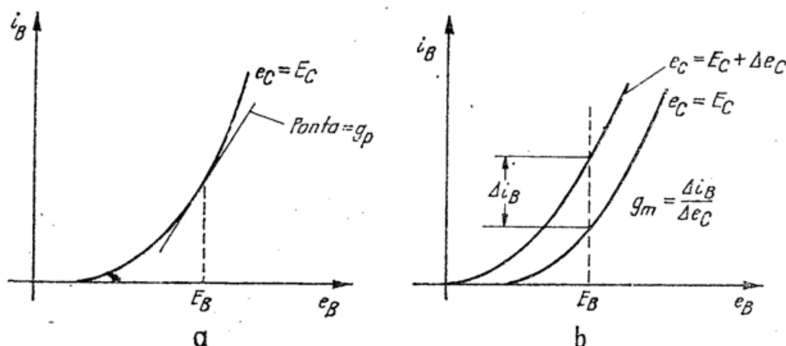


Fig. A.21 Determinarea parametrilor de semnal mic cu ajutorul caracteristicilor statice.

Acest coeficient este egal cu distanţa dintre două caracteristici de curent corespunzătoare unităţii de tensiune e_C. Aceste relaţii sînt prezentate în fig. A. 21.

A.4.2. Analiza de semnal mic a unui amplificator

Pentru a exemplifica aplicarea modelelor de semnal mic, să considerăm din nou amplificatorul simplu din fig. A. 12. Condiţia pe care sursa de alimentare şi rezistenţa de sarcină o impune tubului este

$$V_B = i_B R_L + e_B \tag{A.23a}$$

Exprimînd curentul anodic şi tensiunea anod-catod în funcţie de componentele lor de curent continuu şi de semnal, obţinem

$$V_B = (I_B R_L + E_B) + (i_b R_L + e_b) \tag{A.23b}$$

Întrucît componentele statice şi cele de semnal mic sînt independente, această relaţie poate fi separată în două părţi:

$$V_B = I_B R_L + e_B \tag{A.24a}$$

$$0 = i_b R_L + e_b \tag{A.24b}$$

Ecuaţia A. 24 a exprimă legătura dintre componentele de curent continuu şi, practic, nu spune nimic nou. Ecuaţia A.24b leagă componentele de semnal mic. Membrul stîng este nul deoarece tensiunea sursei de alimentare are o valoare fixă şi nu are componentă de semnal.

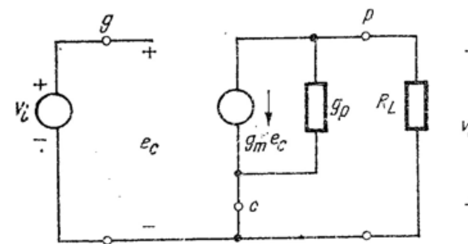


Fig. A.22 Model de semnal mic pentru amplificatorul din fig. A.12.

Ecuaţia A. 24b exprimă constrîngerea pe care o impune curentul variabilelor de semnal mic la bornele anod-catod ale tubului. În consecinţă, această constrîngere poate fi reprezentată cu ajutorul modelului de semnal mic al dispozitivului, din fig. A. 22. De observat că bornele grilă-catod sînt conectate direct la v_i, care este componenta de semnal a tensiunii de intrare; componenta de curent continuu corespunzătoare V_I (care fixează punctul de funcţionare) nu apare în această reţea de semnal mic. În gene-

ral, toate sursele trebuie suprimate cînd formăm circuitul de semnal mic. Aceasta revine la a înlocui toate sursele de tensiune continuă cu scurtcircuite (ca în fig. A. 22), iar sursele de curent continuu cu goluri (întreruperi).

Modelul din fig. A. 22 poate fi utilizat pentru evaluarea dependenței lui v_o de v_i. Concret,

$$v_o = (g_m e_c) R_L \Big\| \left(\frac{1}{g_p}\right) \quad \text{(A.25a)}$$

sau,

$$v_o = g_m \frac{R_L r_p}{R_L + r_p} e_C \quad \text{(A.25b)}$$

unde r_p reprezintă inversul lui g_p. Ținînd cont că $e_c = v_i$, avem

$$\frac{v_o}{v_i} = g_m \frac{R_L r_p}{R_L + r_p} \quad \text{(A.25c)}$$

Acest raport al variabilelor de semnal mic este *raportul de transfer direct în tensiune, la semnal mic*, (egal cu panta caracteristicii de transfer în punctul de funcționare, ca în fig. A. 13).

Pentru a verifica această afirmație, să evaluăm g_m și g_p din fig. A.8 și să calculăm v_0/v_i. Punctul de funcționare este arătat pe caracteristicile de ieșire din fig. A. 8. Pentru acest punct, în concordanță cu ecuația A. 22, găsim

$$g_p \approx \frac{1}{80\ \text{k}\Omega}$$

$$g_m \approx 1{,}5\ \text{mS}$$

Pentru $R_L = 100\ \text{k}\Omega$ găsim $v_o/v_i \approx 65$, care, ținînd cont de precizia acestor scheme, este egal cu panta caracteristicii de transfer în punctul de funcționare.

În circuite mai complexe, modelele de semnal mic liniare, ca cel din acest exemplu, prezintă avantaje importante față de modelele de analiză grafică. Aceasta apare evident cînd circuitul care ne interesează conține elemente care înmagazinează energie, și, cînd trebuie luată în considerare dinamica dispozitivelor active. În astfel de cazuri, utilizarea modelelor liniare de semnal mic ne permite să utilizăm toate instrumentele de analiză,

punctele de vedere și intuiția dezvoltate în studiul circuitelor liniare pasive. De exemplu, se pot utiliza adesea, cu multă eficiență, metode care consideră semnalele de excitație de formă exponențială și care se axează pe frecvențele naturale ale sistemului.

O atenție deosebită se acordă la trei aspecte ale modelelor de semnal mic și analizei de semnal mic. În primul rînd, parametrii acestor modele depind explicit de punctul de funcționare. În consecință, este fără sens să se specifice parametrii de semnal mic fără a se specifica, de asemenea, punctul de funcționare în care sînt considerați acești parametri. În al doilea rînd, analiza de semnal mic nu ține cont de natura evident neliniară a dispozitivelor active. Deci, modelele de semnal mic nu pot fi utilizate pentru evaluarea distorsiunilor unui amplificator; ele nici măcar nu sugerează existența neliniarităților care produc distorsiuni. Este deci necesar să se rețină că analiza de semnal mic este valabilă numai pentru variații mici ale variabilelor. În al treilea rînd, modelul de semnal mic se aplică *numai* la componentele de semnal mic ale variabilelor și nu poate fi utilizat pentru studiul relațiilor dintre componentele statice ale variabilelor, sau dintre variabilele totale.

REFERINȚE BIBLIOGRAFICE

A.1. H. J. Zimmermann și S. J. Mason, *Electronic Circuit Theory*, Wiley, New York, 1959.

A.2. T. S. Gray, *Applied Electronics*, The M.I.T. Press, Cambridge, Mass., 1954.

PROBLEME

P.A.1. Trioda cu vid ale cărei caracteristici de ieșire sînt prezentate în fig. A.4, este conectată în circuitul din A.7. Valorile parametrilor sînt

$$V_B = 250\ \text{V}$$

$$R_L = 50\ \text{k}\Omega$$

(a) Să se traseze dreapta de sarcină pe coordonatele din fig. A.4.

(b) Care este cea mai mică valoare a lui e_C care va bloca trioda, adică îl va reduce pe i_B la zero?

(c) Să se determine punctul de funcționare (e_B, i_B) pentru

(1) $e_C = 0$ V

(2) $e_c = -2$ V

P.A.2. Utilizînd valorile parametrilor introduse în problema P.A.1, să se determine, să se traseze și să se dimensioneze caracteristica statică de transfer, adică v_O în funcție de v_I pentru $-4V < v_I < 0$.
Să se traseze caracteristicile de transfer în coordonatele din fig. A.9.

P.A.3 Această problemă se referă la circuitul din fig. A.11. Tubul este descris de caracteristicile de ieșire din fig. A.4. Să presupunem că

$$V_B = 300 \text{ V}$$

$$R_D = 80 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 500 \,\Omega$$

(a) Să se determine punctul de funcționare (e_B, i_B) la $v_I = 0$.

(b) Să se determine, să se traseze și să se dimensioneze caracteristica statică de transfer, care leagă tensiunea v_D, la bornele rezistenței R_D, cu tensiunea de intrare v_I, în domeniul $-4V < v_I < 1V$.

(c) Fiind date $V_B = 300$ V, $v_I = 0$, $R_D = 80$ kΩ, se impune ca circuitul să lucreze cu $i_B = 1{,}5$ mA. Ce valoare a lui R_S va conduce la acest punct de funcționare?

P.A.4 Această problemă se referă la amplificatorul din fig. A.15. Se presupune că tubul este descris prin caracteristicile din fig. A.4 și că

$$V_B = 400 \text{ V}$$

$$R_D = R_O = 50 \text{ k}\Omega$$

$$V_C = -1{,}5 \text{ V}$$

Să se găsească punctul static de funcționare (e_B, i_B).

P.A.5. Considerînd circuitul din fig. A. 18*a* și

$$V_B = 200 \text{ V}$$

$$R_L = 2 \text{ k}\Omega$$

să se determine valoarea lui V_C care conduce la un curent anodic 2mA. Se vor utiliza caracteristicile din fig. A.4.

P.A.6. Această problemă este o dezvoltare a problemei P.A.3 și utilizează valorile parametrilor introduse acolo.

(a) În punctul de funcționare, cînd $v_I = 0$, să se determine g_m și r_p.

(b) Să se deducă o expresie pentru amplificarea de tensiune de semnal mic v_d/v_i unde v_d reprezintă componenta de semnal mic a tensiunii la bornele lui R_D.

(c) Să se determine amplificarea de tensiune de semnal mic în punctul de funcționare corespunzător lui $v_I = 0$. Să se compare acest rezultat cu panta în același punct de funcționare, determinată în problema P.A.3.

P.A.7. Această problemă este o dezvoltare a problemei P.A.4 și utilizează aceleași valori ale parametrilor.

(a) Să se determine g_m și r_p în punctul de funcționare.

(b) Să se deducă expresia amplificării de tensiune de semnal mic v_0/v_i și să se calculeze această amplificare în punctul de funcționare.

ANEXA B

B.1. **Electronica fizică a tuburilor cu vid**
B.1.1. Analiza statică a diodei și legea parabolică 3/2
B.1.2. Efecte dinamice în diode
B.1.3. Analiza statică a triodei
B.1.4. Efecte dinamice în triode
B.1.5. Tuburi cu vid cu mai multe grile
B.2. **Circuite echivalente tuburilor cu vid**
B.1.2. Modele cu liniarizare pe porțiuni pentru diode
B.2.2. Modele cu liniarizare pe porțiuni pentru triode
B.2.3. Modele de semnal mic ale triodelor
B.2.4. Circuite echivalente ale pentodelor
Referințe bibliografice
Probleme

B

Electronica fizică a tuburilor cu vid și circuite echivalente

B.1. ELECTRONICA FIZICĂ A TUBURILOR CU VID

B.1.1. Analiza statică a diodei și legea parabolică 3/2

În acest capitol urmărim să studiem în termeni cantitativi dependența curentului anodic de tensiunea anod-catod, și să determinăm distribuția potențialului electrostatic și sarcinii spațiale în diodă. Cu toate că, am putea dezvolta această analiză pentru structura cilindrică arătată în

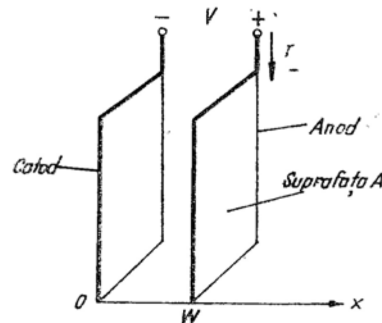


Fig. B.1 Diodă cu structură plan-paralelă.

fig. A.1, soluțiile ecuațiilor diferențiale care guvernează distribiția și fluxul electronilor în structură, se obțin mai ușor dacă ne referim la structura plan-paralelă din fig. B.1. Presupunem că electrozii, care au suprafața A, au dimensiuni mari față de distanța W dintre ei. În acest caz, vom neglija

discontinuitatea cîmpului electric și a curentului la marginile electrozilor și vom presupune că cîmpul și curentul sînt orientate pe direcția x, și sînt uniforme pe întreaga suprafață a electrozilor.

Ne ocupăm acum de consecințele creșterii de la zero a vitezei cu care electronii sînt emiși de suprafața catodului. În acest caz, variabila impli-

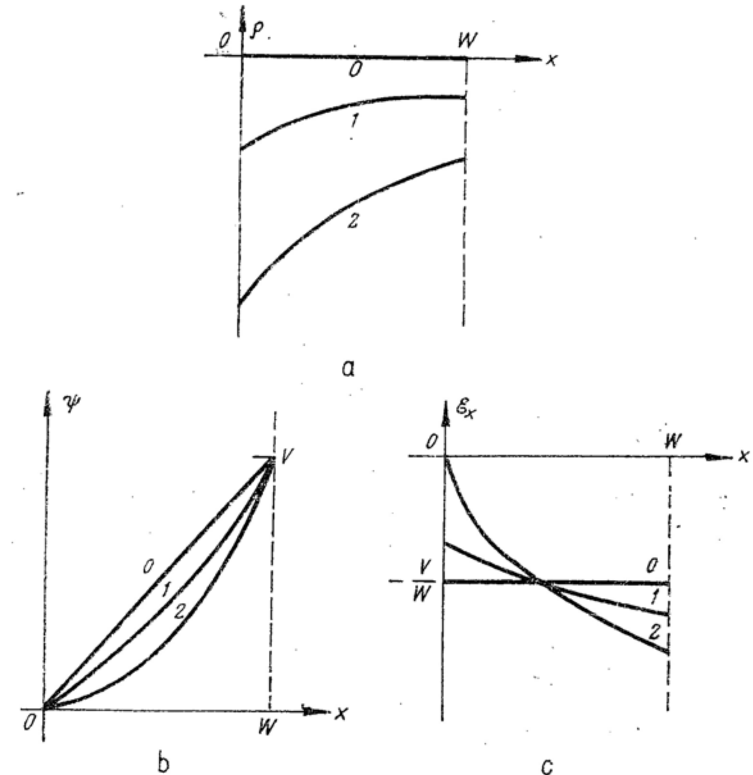


Fig. B.2 Dependența sarcinii spațiale, potențialului electrostatic și cîmpului electric de poziție, pentru dioda cu structură plan-paralelă din fig. B.1. Potențialul este presupus zero la suprafața catodului (x = 0). Curbele sînt trasate pentru trei valori ale vitezei de emisie : curba notată cu zero corespunde cazului cînd nu există emisie ; cea notată cu 2 corespunde unei viteze de emisie de cîteva ori mai mare decît viteza de deplasare a electronilor spre anod ; cea notată cu zero corespunde unei viteze de emisie pentru care toți electronii emiși se îndreaptă spre anod.

cită este temperatura catodului, care este controlată de puterea dată în filament. Presupunem în această analiză că tensiunea anod-catod este fixată la o anumită valoare V.

Cînd catodul este rece, nu există electroni în spațiul dintre electrozi. În consecință, nu există sarcină spațială în această regiune, potențialul variază liniar între electrozi, cîmpul electric este uniform și nu există curent. Această situație, care corespunde exact aceleia dintr-un condensator cu plăci plane, distanțate cu W, avînd aplicată tensiunea V, este ilustrată prin curba notată cu 0 în fig. B.2. Cîmpul electric uniform pleacă de pe suprafața anodului, încărcată pozitiv, și se termină pe suprafața catodului, care are o sarcină negativă de egală densitate.

Dacă viteza de emisie crește, electronii intră în spațiul dintre electrozi, și se îndreaptă spre anod. În acest caz, densitatea de sarcină spațială ρ devine negativă, așa cum se arată prin curba notată cu 1 în fig. B.2 *a*. Densitatea de sarcină spațială variază cu poziția, deoarece electronii se grupează în pîlcuri atunci cînd viteza lor este mică, adică lîngă catod. În apropierea anodului, viteza lor este mare și, deci, concentrația lor trebuie să fie mai mică pentru aceeași densitate de curent. Distribuția de potențial se schimbă, iar cîmpul electric nu mai este uniform, datorită prezenței sarcinii spațiale între electrozi. Cu toate că cîmpul pornește și acum de la sarcina pozitivă de pe suprafața anodului el se termină, în parte, pe sarcina spațială negativă dintre electrozi.

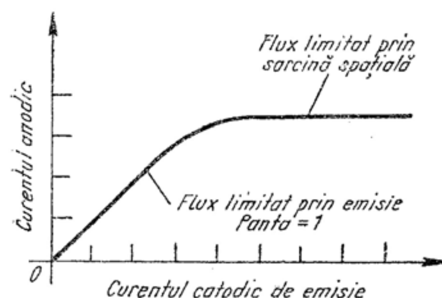


Fig. B.3 Dependența curentului anodic de curentul catodic de emisie pentru o anumită tensiune anod-catod.

În regiunea de funcționare ilustrată de curbele notate cu 1, curentul de electroni care străbate spațiul de la catod la anod este controlat de viteza emisiei de electroni de la catod. Fiecare electron emis este colectat de anod. Curba care exprimă dependența curentului anodic în funcție de curentul emis este liniară și are o pantă egală cu unitatea în această regiune, așa cum se arată în fig. B.3 prin porțiunea de curbă notată „cu limitare prin emisie".

Pe măsură ce viteza emisiei de electroni crește, densitatea de sarcină spațială crește și mai mult și cîmpul electric la suprafața catodului scade; din ce în ce mai multe linii de cîmp se închid pe sarcina spațială dintre electrozi. Eventual, cîmpul la suprafața catodului devine nul, din cauză că sarcina spațială dintre electrozi este suficientă pentru a închide în întregime cîmpul. Condiția de cîmp nul la suprafața catodului corespunde unei

ecranări complete a anodului față de catod; datorită sarcinii spațiale negative interpute. Electronii emiși de catod nu sînt de loc influențați de prezența anodului încărcat pozitiv. Curentul anodic este acum controlat de sarcina spațială dintre electrozi, și nu de viteza de emisie a electronilor. Majoritatea electronilor emiși, care nu sînt supuși acțiunii niciunui cîmp electric la suprafața catodului, reintră în catod; numai o mică parte din electronii emiși contribuie la curentul anodic. Curentul anodic este controlat de sarcina spațială; această regiune de funcționare, în care curentul anodic este *independent* de curentul de emisie, se numește cu limitare prin sarcină spațială (fig. B.3). Majoritatea tuburilor cu vid lucrează în regiunea cu limitare prin sarcină spațială.

Această analiză este analogă cu aceea de la paragraful 4.2.3, în care se studiază factorii care controlează curentul în joncțiunea *pn* a unei diode direct polarizate. Cazurile extreme în această situație sînt: curentul limitat în stratul de sarcină spațială și curentul limitat în regiunile neutre. Aici, cazurile extreme sînt: curentul limitat de emisie, în care curentul este controlat nu de distribuția cîmpului în spațiul dintre electrozi, ci de viteza cu care electronii sînt emiși de catodul încălzit, și, curentul limitat prin sarcină spațială, în care catodul este într-un cvasiechilibru (majoritatea electronilor emiși reintră în suprafața catodului), iar curentul este controlat de distribuția cîmpului și sarcinii în spațiul dintre electrozi.

Se va determina acum dependența curentului anodic de tensiunea anod-catod în regiunea cu limitare prin sarcină spațială, pentru o diodă cu structură plan-paralelă. Se presupne că electronii se găsesc în abundență la suprafața catodului și că ies din catod cu o viteză neglijabil de mică[1]. Se presupune, de asemenea, că concentrația de electroni între electrozi este suficient de mică, astfel încît ciocnirile dintre electroni au un efect neglijabil. În acest caz, singura forță care acționează asupra unui electron în drumul său de la catod la anod, este aceea produsă de cîmpul electric asociat cu variația de potențial.

Se notează potențialul electrostatic la distanța x prin $\psi(x)$ și se presupune că $\psi(0) = 0$, adică potențialul este nul la suprafața catodului. Dacă se notează viteza unui electron la distanța x prin $u(x)$, avem

$$\frac{1}{2} mu^2(x) = q\psi(x) \tag{B.1}$$

unde m reprezintă masa electronului, iar q mărimea sarcinii electronului. Ecuația B.1 este o expresie a legii conservării energiei pentru un electron;

[1] Practic, electronii sînt emiși cu o viteză diferită de zero. Energia termică medie a electronilor se găsește deobicei în domeniul de la 0,1 la 2 eV. Această viteză inițială determină o cădere în distribuția de potențial chiar lîngă catod; condiția de limitare prin sarcină spațială corespunde unui mic cîmp de întîrziere la suprafața catodului. Acest cîmp de întîrziere contrabalansează vitezele inițiale ale electronilor și determină plasarea electronilor în punctul de potențial minim. Erorile asociate cu neglijarea vitezelor inițiale nu sînt importante, exceptînd cazul tensiunilor anod-catod de ordinul cîtorva volți.

electronul pierde $q\psi(x)$ unităţi de energie potenţială, parcurgînd spaţiul în care potenţialul creşte cu $\psi(x)$ şi această pierdere de energie potenţială atrage o creştere de energie cinetică. Întrucît s-a presupus că electronul este în repaus pe suprafaţa catodului, variaţia de energie cinetică este $mu^2(x)/2$.

Bilanţul energetic (B.1) se poate utiliza pentru determinarea vitezei electronului $u(x)$:

$$u(x) = \sqrt{\frac{2q}{m}\psi(x)} \tag{B.2}$$

Cu toate că mişcarea electronului este influenţată de distribuţia de potenţial, sarcinile electronice mobile afectează de asemenea distribuţia potenţialului. Densitatea de curent J, orientată pe direcţia x, *este independentă de x* şi poate fi exprimată în funcţie de densitatea de sarcină spaţială $\rho(x)$ şi de viteza electronului $u(x)$:

$$J(x) = \rho(x)\, u(x) \tag{B.3}$$

Variaţia densităţii de sarcină cu poziţia este, deci, controlată de distribuţia vitezei:

$$\rho(x) = \frac{J}{u(x)} \tag{B.4}$$

Această sarcină spaţială influenţează distribuţia de potenţial conform legii lui Gauss. Pentru cazul unidimensional al diodei plan-paralele, legea lui Gauss se scrie sub formă diferenţială astfel

$$\frac{dEx}{dx} = \frac{\rho(x)}{\varepsilon_0} \tag{B.5a}$$

unde ε_0 reprezintă permitivitatea vidului. Întrucît

$$E_x = -\frac{d\psi(x)}{dx} \tag{B.5b}$$

legea lui Gauss poate fi exprimată în funcţie de potenţial

$$\frac{d^2\psi(x)}{dx} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_0} \tag{B.6}$$

Sub această formă ea este cunoscută ca *ecuaţia Poisson* (unidimensională).-

Ecuaţiile B.2, B.4 şi B.6 constituie un ansamblu de trei ecuaţii simultane cu trei necunoscute $u(x)$, $\rho(x)$ şi $\psi(x)$ (J este un parametru al soluţiei) Pentru a determina forma distribuţiilor vitezei, sarcinii spaţiale şi potenţialului, vom reduce cele trei ecuaţii la una singură, avînd ca variabilă potenţialul. Rezultatul acestei operaţii este

$$\frac{d^2\psi(x)}{dx^2} = -\frac{J}{\varepsilon_0}\sqrt{\frac{m}{2q}}\left[\psi(x)\right]^{-1/2} \tag{B.7}$$

Cu toate că această ecuaţie diferenţială este neliniară, ea poate fi uşor integrată de două ori, pentru a obţine pe $\psi(x)$ care are următoarele condiţii la limită

$$\psi(W) = V \tag{B.8a}$$

$$\left.\frac{d\psi}{dx}\right|_{x=0} = 0 \tag{B.8b}$$

Rezultatul (a se vedea problema P.B.1) este

$$\psi(x) = V\left(\frac{x}{W}\right)^{4/3} \tag{B.9}$$

Densitatea de curent J, asociată cu această distribuţie de potenţial, este

$$J = -\frac{4\varepsilon_0}{9W^2}\sqrt{\frac{2q}{m}}\,V^{3/2} \tag{B.10}$$

Valoarea negativă a lui J corespunde unui flux de electroni de la catod la anod, adică în direcţia x. Curentul anodic total I (v. fig. B.1) este

$$I = -JA$$

Relaţia $I - V$ la dioda cu limitare prin sarcină spaţială este

$$I = KV^{3/2} \tag{B.11a}$$

unde

$$K = \frac{4\varepsilon_0 A}{9W^2}\sqrt{\frac{2q}{m}} \tag{B.11b}$$

se numeşte *perveanţa* diodei

Cu toate că relaţia $I - V$ din ecuaţia B.11 a fost dedusă pentru cazul particular al diodei cu structură plan-paralelă, *legea parabolică 3/2* este foarte generală şi se aplică diodelor cu structuri de orice tip, în care vitezele iniţiale ale electronilor sînt neglijabile, iar curentul este limitat prin sarcină spaţială. Această concluzie generală derivă din natura liniară a fenomenelor electrostatice. Dacă am multiplica cu un factor α tensiunea anod-catod a unei diode cu limitare prin sarcină spaţială, atunci potenţialul şi densitatea de sarcină spaţială în spaţiul dintre electrozi ar trebui să se modifice în fiecare punct cu acelaşi factor α; această modificare este o consecinţă a naturii liniare a ecuaţiei lui Poisson. Totuşi, distribuţia vitezei, care este reprezentată de ecuaţia B. 2 pentru *orice* structură, se multiplică printr-un factor $\alpha^{1/2}$. În consecinţă, densitatea de curent dată de ecuaţia B. 3 trebuie să se schimbe cu un factor egal cu $\alpha(\alpha^{1/2}) = \alpha^{3/2}$. Deci, curentul I depinde de tensiune printr-o lege de exponent 3/2.

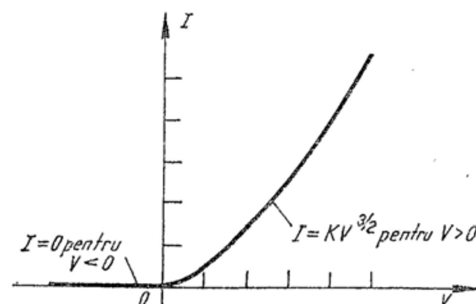


Fig. B.4 Caracteristica I—V a unei diode cu limitare prin sarcină spaţială.

Subliniem că, analiza care conduce la legea parabolică 3/2 se aplică *numai* cînd V este pozitiv. După cum s-a arătat la începutul acestui paragraf, atunci cînd V este negativ, nu există flux de electroni, deoarece cîmpul electric, care este uniform în spaţiul dintre electrozi, respinge electronii înapoi spre suprafaţa catodului. Caracteristica statică completă $I - V$ a unei diode termoelectronice cu limitare prin sarcină spaţială are forma din fig. B.4.

B.1.2. Efecte dinamice în diode

În paragraful precedent s-a presupus că tensiunea şi curentul diodei sînt constante, sau statice. Vom considera, acum, cazul unor tensiuni şi curenţi variabili în timp şi vom extinde analiza fenomenelor fizice din diode, pentru a include efectele dinamice asociate cu viteze mari de variaţie pentru variabilele de la terminale.

Există două surse de efecte dinamice în diode:

1. Un electron necesită un timp diferit de zero pentru a se deplasa de la catod la anod; acest interval se numeşte *timp de tranzit* (*trecere*). Dacă tensiunea anod-catod se schimbă în mod simţitor în timpul de tranzit, efectele inerţiale ale sarcinii în tranzit devin importante, iar curentul anodic instantaneu devine o funcţie nu numai de tensiunea anodică instantanee, ci, şi de variaţiile anterioare (de istoria) ale acestei tensiuni. În acest caz, relaţia $I - V$ din ecuaţia B. 11 *a* nu mai este valabilă.

2. Cînd tensiunea anod-catod se schimbă rapid, variaţia distribuţiilor de sarcină spaţială necesită curenţi de deplasare. Aceşti curenţi de deplasare trebuie „justificaţi" la bornele diodei.

Cu toate că nu efectuăm o analiză detaliată a diodei cu vid pentru viteze de variaţie ale tensiunii la borne suficient de mari, astfel ca timpul de tranzit să conteze, vom calcula totuşi acest timp de tranzit. Calculul furnizează un criteriu aproximativ pentru evaluarea efectelor inerţiale în orice situaţie practică.

Viteza unui electron este dată de ecuaţia B.2. Utilizînd ecuaţia B. 9 pentru a-l înlocui pe $\psi(x)$ în această relaţie, obţinem

$$u(x) = \sqrt{\frac{2qV}{m}}\left(\frac{x}{W}\right)^{2/3} \tag{B.12}$$

Timpul necesar unui electron pentru a se deplasa de la x la $x + dx$ este

$$dt = \frac{dx}{d(u)} \tag{B.13}$$

În consecinţă, timpul de tranzit T este

$$T = \int_0^W \frac{dx}{u(x)} = \sqrt{\frac{m}{2qV}}\int_0^W \left(\frac{x}{W}\right)^{2/3} dx$$

Atunci

$$T = 3W\sqrt{\frac{m}{2qV}} \tag{B.14}$$

Din ecuaţia B.2 rezultă că viteza unui electron la anod este

$$u_m = \sqrt{\frac{2qV}{m}}$$

Timpul de tranzit poate fi deci scris

$$T = 3\,\frac{W}{u_m} \tag{B.15}$$

O diodă cu un spaţiu între electrozi de 1 mm şi o tensiune anodică de 100 V, are o viteză de impact cu anodul a electronilor de aproximativ $6\cdot10^6$ m/s şi un timp de tranzit de aproximativ 0,5 ns ($0{,}5\cdot10^9 s^{-1}$). În acest caz, dacă tensiunea diodei variază puţin, relativ la scara nanosecundelor, mişcarea electronilor poate fi privită ca o succesiunee de stări staţionare, şi legea parabolică 3/2 se aplică. O sinusoidă cu frecvenţa de 2 GHz ($2\cdot10^{9}_{s}{}^{-1}$) are o perioadă egală cu timpul de tranzit din exemplul de mai sus. Rezultă că analiza „statică" de la paragraful B.1.1 s-ar putea aplica pentru componentele alternative ale tensiunii, avînd frecvenţe de ordinul sutelor de megaherţi.

Putem determina consecinţele curenţilor de deplasare, presupunînd că tensiunea variază suficient de lent pentru ca efectele inerţiale să fie neglijabile, şi, utilizînd analiza statică din paragraful B.1.1 pentru a evalua sarcina spaţială (sau, sarcina anodică, care este egală cu sarcina spaţială) corespunzătoare unei anumite tensiuni. Considerăm din nou o structură plan-paralelă cu un curent limitat prin sarcină spaţială.

Cîmpul electric în spaţiul dintre electrozi este, conform ecuaţiei B.9

$$\mathscr{E} = -\frac{d\psi}{dx} = -\left(\frac{4}{3}\right)\left(\frac{V}{W}\right)\left(\frac{x}{W}\right)^{1/3} \tag{B.16}$$

iar cîmpul la anod este

$$\mathscr{E}(W) = -\frac{4}{3}\left(\frac{V}{W}\right) \tag{B.17.a}$$

Acest cîmp pleacă de pe sarcinile pozitive de la suprafaţa anodului. Această densitate de sarcină la suprafaţă este, conform legii lui Gauss

$$\sigma = -\mathscr{E}(W)\,\epsilon_0 = \frac{4}{3}\,\epsilon_0\left(\frac{V}{W}\right) \tag{B.17b}$$

Întrucît sarcina de la suprafaţa anodului, σ, este proporţională cu tensiunea anodică V, relaţia dintre sarcină şi tensiune poate fi exprimată în funcţie de capacitatea anod-catod C_{pk}:

$$C_{pk} = \frac{\sigma A}{V} = \frac{4}{3}\,\epsilon_0\,\frac{A}{W} \tag{B.17c}$$

Această capacitate, definită pentru cazul limitării prin sarcină spaţială, diferă de aceea care s-ar fi măsurat în absenţa curentului, adică pentru un catod rece. În asemenea cazuri, cîmpul electric ar fi uniform, aşa cum se arată în fig. B. 2c, iar capacitatea ar fi aceea a unui condensator plan-paralel cu suprafaţa A şi distanţa dintre plăci W: (A/W).

Capacitatea definită de ecuaţia B. 17c este uneori confundată cu „capacitatea la cald" a diodei. De fapt, capacitatea definită de ecuaţia B. 17c nu este capacitatea care s-ar măsura între anod şi catod cînd există curent anodic. „Capacitatea la cald" este inseparabilă de prezenţa unei sarcini spaţiale care dă naştere unui curent anodic continuu. Măsurarea capacităţii dintre electrozi implică anumite variaţii ale tensiunii, anodice, ceea ce determină variaţii ale curentului continuu, precum şi un curent tranzitoriu de deplasare. Deşi sarcina de la suprafaţa anodului variază cu $C_{pk}\,\Delta v$, unde C_{pk} este dat de ecuaţia B.17 c, o parte din variaţia de sarcină se realizează pe seama curentului de electroni din diodă şi nu necesită un curent de alimentare extern. În consecinţă, capacitatea dintre electrozi, măsurată practic, este mai mică decît aceea dată de ecuaţia B. 17c. Atunci cînd se ţine seama în mod corespunzător, atît de componenta de conducţie, cît şi de cea de deplasare a curentului anodic, capacitatea „la cald" se găseşte a fi puţin *mai mică* decît capacitatea „la rece". Coeficientul numeric implicat practic, nu are o importanţă deosebită; ceea ce trebuie reţinut, este că, o schimbare a tensiunii diodei trebuie să fie însoţită de schimbări în distribuţia internă de sarcină, iar curenţii de deplasare care produc aceste schimbări trebuie luaţi în consideraţie în circuitul echivalent al diodei.

Pentru a ţine seama de curenţii de deplasare corespunzători variaţiilor sarcinii spaţiale, la bornele circuitului echivalent în regim static se va adăuga o capacitate C_{pk}. Curentul anodic instantaneu i, corespunzător tensiunii anodice v, este în acest caz

$$i = C_{pk}\frac{dv}{dt} + Kv^{3/2} \tag{B.18}$$

unde K este perveanţa diodei[1].

B.1.3. Analiza statică a triodei

Structura triodei diferă de aceea a diodei prezentată mai sus, prin aceea că conţine un al treilea electrod-grila-plasat între anod şi catod, aşa cum se arată în fig. A.1.

Triodele funcţionează întotdeauna în regimul cu limitare prin sarcină spaţială; curentul anodic este controlat nu de viteza emisiei de electroni

[1] Ca şi în cazul dispozitivelor semiconductoare simbolurile cu literă mică sînt utilizate pentru a reprezenta valorile instantanee ale tensiunilor şi curenţilor variabili în timp.

din catod, ci de densitatea de sarcină spaţială în spaţiul dintre electrozi. Sarcina spaţială determină anularea cîmpului electric la suprafaţa catodului, astfel, încît, asupra electronilor emişi nu acţionează nici o forţă, iar curentul anodic este controlat de viteza cu care electronii pot străbate norul de sarcină ce ecranează catodul, îndreptîndu-se spre anodul încărcat pozitiv.

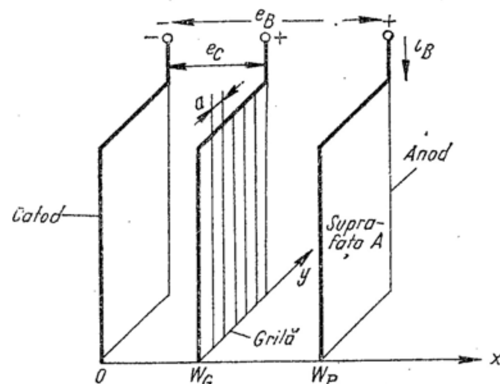


Fig. B.5 Triodă cu structură plan-paralelă.

Încă o dată, ne concentrăm atenţia asupra unei structuri plan-paralele prezentată în fig. B. 5. De asemenea, vom neglija discontinuităţile cîmpului şi contribuţia lor la curent.

Într-o triodă ideală grila, trenuie să îndeplinească două condiţii:

1. Ea trebuie să exercite un control complet asupra distribuţiei sarcinii spaţiale din spaţiul grilă-catod, controlînd în felul acesta, în mod unic, curentul de electroni.

2. Trebuie să fie „poroasă" pentru electroni, astfel încît purtătorii de sarcină să poată trece prin grilă pentru a fi colectaţi de anod, care trebuie să fie, bineînţeles, încărcat pozitiv faţă de grilă.

Dacă aceste condiţii ar putea fi îndeplinite, trioda cu vid ar fi un tub de control aproape ideal. Curentul din circuitul anodic ar fi controlat numai de tensiunea grilă-catod şi ar fi independent de tensiunea anod-catod (datorită acţiunii de ecranare a grilei, variaţiile tensiunii anodice nu ar avea efect asupra sarcinii spaţiale din spaţiul grilă-catod). Mai mult, curentul de grilă ar fi nul (din cauză că grila este poroasă pentru electroni şi deci nu i-ar colecta), iar cîştigul de putere ar fi foarte mare.

Într-o asemenea structură „ideală" tensiunea grilă-catod ar fi pozitivă (pentru a atrage electronii spre grila prin care ei ar trece spre placă), iar ecuaţia B.11 dedusă pentru diodă ar fi valabilă şi aici. Evident, tensiunea anodică V a diodei ar fi înlocuită prin e_C, tensiunea grilă-catod a triodei, iar

spaţiul W din expresia perveanţei s-ar schimba cu W_G, spaţiul grilă-catod al triodei. În acest caz, caracteristicile statice ale triodei „ideale" ar fi:

$$i_B = K_G e_C^{3/2} \text{ pentru orice } e_B > e_C \text{ şi } e_C \geqslant 0 \tag{B.19a}$$

$$i_G = 0 \tag{B.19b}$$

$$K_G = \frac{4\epsilon_0 A}{9W_G^2}\sqrt{\frac{2q}{m}} \tag{B.19c}$$

În realitate, condiţiile impuse mai sus grilei, nu pot fi îndeplinite, iar trioda ideală pe care am descris-o nu poate fi realizată. În practică, nici o structură de grilă nu poate exercita un control total asupra distribuţiei cîmpului electric şi sarcinii spaţiale din spaţiul grilă-catod, fără a intercepta o parte, poate chiar majoritatea, curentului de electroni care se îndreaptă spre anod.

În practica curentă, grila este o reţea deschisă, sau o bobină de sîrmă şi se află la un potenţial *negativ* faţă de catod. Fiind o structură deschisă, cîmpul anodic poate pătrunde prin grilă şi influenţa în oarecare măsură sarcina spaţială din spaţiul grilă-catod. Potenţialul grilei influenţează de asemenea această sarcină spaţială, ceea ce constuie cheia acţiunii de control în triodele reale. Deoarece grila este mult mai aproape de catod decît anodul, ea are o influenţă mai mare asupra sarcinii spaţiale. Deoarece grila este negativă faţă de catod, ea nu captează electroni, astfel încît curentul de grilă este neglijabil [1].

Distribuţia potenţialului electrostatic în planul grilei trebuie să fie de forma generală arătată în fig. B. 6. Potenţialul este negativ pe spirele grilei, dar pozitiv în centrul zonelor dintre spirele grilei, unde anodul încărcat pozitiv este mai influent. Aceste „cocoaşe" ale distribuţiei de potenţial din planul grilei determină un curent neuniform în spaţiul grilă-catod. Pentru a evita rezolvarea problemei dificile de electrostatică pe care o implică această stiuaţie, *presupunem* că planul grilei poate fi înlocuit printr-o *suprafaţă echipotenţială*, al cărei potenţial este o medie ponderată a potenţialelor grilei şi anodului. Această aproximaţie este justificată dacă distanţa grilă-catod (W_G din fig. B. 5) este mare în comparaţie cu distanţa dintre spirele grilei (a din fig. B.5).

Potenţialul mediu al planului echipotenţial echivalent al grilei este, *prin definiţie*,

$$e_{eq} = e_C + \frac{e_B}{\mu_A} \tag{B.20}$$

unde μ_A este un parametru adimensional determinat de suprafeţele relative ale grilei şi anodului şi de structura grilei. Acest parametru, numit

[1] Grila trebuie să colecteze ionii pozitivi de gaz rezidual. În consecinţă curentul de grilă nu este zero ci foarte mic.

factor de amplificare, exprimă eficienţa relativă a grilei faţă de anod în controlul potenţialului planului grilei echivalente. Întrucît grila este mult mai aproape de catod decît anodul, grila are o influenţă mult mai mare. Prin urmare, factorul de amplificare este în mod obişnuit mult mai mare decît unitatea; el este rareori mai mic decît 10 şi poate ajunge la 200.

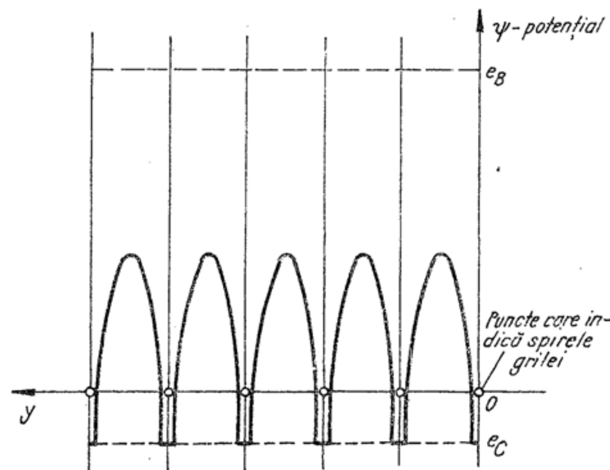


Fig. B.6 Distribuţia de potenţial în planul grilei. Axa orizontală y este definită în fig. B.5.

Întrucît planul echivalent al grilei controlează distribuţia sarcinii spaţiale în spaţiul grilă-catod, curentul anodic al triodei este dat de ecuaţia B.19a, unde e_G este înlocuit cu e_{ec}, adică

$$i_B = K_G \left(e_C + \frac{e_B}{\mu_A} \right)^{3/2} \tag{B.21}$$

Desigur, această ecuaţie, care reprezintă caracteristica curent-tensiune a triodei, se aplică numai cînt $e_C + e_B/\mu_A$ este pozitiv (adică potenţialul grilei echivalente este pozitiv) şi cînd e_B este pozitiv (anodul trebuie să fie pozitiv pentru a atrage electronii ce trec prin grilă). Cînd argumentul este negativ, curentul anodic este nul şi tubul blocat. În acest caz, caracteristicile anodice, sau de ieşire, ale triodei sînt

$$i_B = \begin{cases} K_G \left(e_C + \dfrac{e_B}{\mu_A} \right)^{3/2} & e_C + \dfrac{e_B}{\mu_A} > 0 \text{ şi } e_B > 0 \\ 0 & e_C + \dfrac{e_B}{\mu_A} \leqslant 0 \text{ sau } e_B \leqslant 0 \end{cases} \tag{B.22}$$

În cursul acestei analize am presupus că e_C este negativ, astfel încît grila nu captează electroni. Dacă grila devine pozitivă, ea împarte cu anodul funcţia de captare de electroni, iar analiza devine mai complicată.

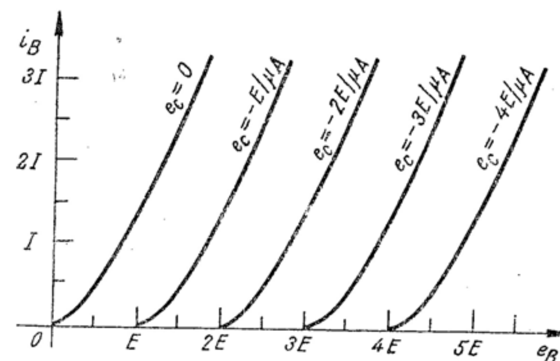


Fig. B.7 Caracteristicile unei triode ideale la o scară arbitrară.

Rezultatul acestei analize este prezentat grafic în fig. B.7, unde s-a trasat i_B în funcţie de e_B, avînd pe e_C ca parametru[1]). Aceste curbe, numite *caracteristicile anodice* ale triodei, trebuie comparate cu cele rezultate din măsurători, din fig. A.4.

B.1.4. Efecte dinamice în triode

Analiza statică a funcţionării triodei, prezentată în paragraful precedent, este supusă aceloraşi limitări dinamice ca şi în cazul diodei. Mai concret, relaţia curent-tensiune dedusă mai înainte, se aplică numai atunci cînd tensiunea la borne variază suficient de lent, astfel încît variaţiile parţiale care survin în timpul de tranzit al unui electron să fie neglijabile. În structurile practice, această condiţie este valabilă cînd tubul lucrează la frecvenţe în domeniul sutelor de megaherţi. La frecvenţe mai înalte analiza trebuie modificată, ţinînd cont de efectele inerţiale. În plus, modelul triodei trebuie extins pentru a ţine seama de curenţii de deplasare corespunzători variaţiilor sarcinii spaţiale şi sarcinii electrozilor. Cînd tensiunea la borne variază rapid aceşti curenţi devin importanţi în comparaţie cu curentul de conducţie produs de fluxul de electroni de la catod la anod. Ca şi în cazul diodei, curenţii de deplasare pot fi modelaţi, adăugînd mode-

[1]) Un model grafic echivalent poate fi obţinut trasînd pe i_B în funcţie de e_C, avînd pe e_B la parametru.

lului static capacităţi între electrozi. În cazul triodei sînt necesare trei asemenea capacităţi, cîte una pentru fiecare pereche de borne, ca în fig. B.8.

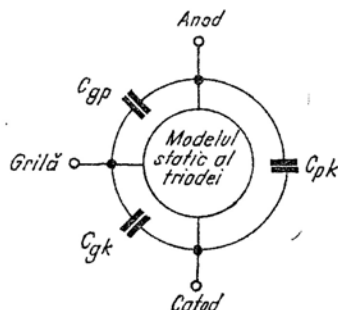


Fig. B.8 Trei capacităţi interelectrozi sînt necesare pentru a modela curenţii de deplasare asociaţi cu schimbările care se produc în distribuţia de sarcină internă.

B.1.5. Tuburi cu vid cu mai multe grile

Trioda analizată în paragraful B.1.3 ilustrează principiile de bază ale funcţionării tuturor tuburilor cu vid: curentul de electroni de la catod la anod este controlat de potenţialul electrostatic al grilei. Totuşi, ca componentă de circuit, trioda are dezavantajul unui cuplaj capacitiv direct între grilă şi anod. Acest cuplaj este reprezentat de capacitatea C_{gp} în modelul din fig. B.8. Această capacitate limitează puternic răspunsul de înaltă frecvenţă (sau de viteză mare) al amplificatoarelor cu tuburi cu vid, prin readucerea în circuitul de grilă a unor curenţi de cuplaj, proporţionali cu tensiunea anodică.

Pentru a reduce cuplajul capacitiv dintre anod şi grilă, în structura triodei se inserează alţi electrozi, sub forma unor grile suplimentare. O structură care conţine două grile (şi are deci patru electrozi, în afară de filament) se numeşte *tetrodă*. Grila cea mai apropiată de catod se numeşte grilă de comandă: cealaltă grilă este *grila ecran*. O structură cu trei grile este o *pentodă*. Grila a treia, care este aşezată între grila ecran şi anod se numeşte *grilă supresoare*. Structura fizică a acestor tuburi cu mai multe grile este sugerată de reprezentările simbolice din fig. B.9.

Atît în tetrode, cît şi în pentode, grila ecran constituie un ecran electrostatic între anod şi grilă, pentru reducerea capacităţii grilă-anod. Ecranul lucrează în mod obişnuit la un potenţial fix, pozitiv faţă de catod. Cu toate că variaţiile tensiunii anodice influenţează sarcina ecranului, aceleaşi variaţii au un efect redus asupra sarcinii grilei de comandă. Prin urmare, capacitatea anod-grilă de comandă este mult mai mică decît ar fi fost într-o triodă cu dimensiuni asemănătoare. În timp ce, această capacitate are valori de ordinul picofarazilor în triode, ea devine de ordinul 0,01 pF în cazul tetrodelor şi pentodelor.

Desigur, grilele suplimentare influenţează, de asemenea, caracteristicile statice ale tubului. În ambele cazuri, curentul anodic este relativ independent de tensiunea anodică. Această independenţă relativă a curentului anodic de tensiunea anodică se datoreşte ecranului electrostatic format de grila ecran; în timp ce variaţiile tensiunii anodice influenţează

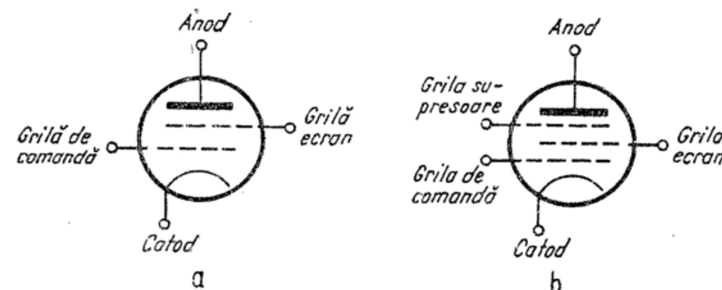


Fig. B.9 Simboluri de circuit pentru structurile cu mai multe grile.

cîmpul electric dintre ecran şi anod, ele nu afectează cîmpul din apropierea catodului. Distribuţia sarcinii spaţiale precum şi a curentului anodic nu variază deci apreciabil cu tensiunea anodică.

Într-adevăr, atît tetroda, cît şi pentoda, se comportă ca şi cum catodul, grila de comandă şi ecranul ar forma o triodă al cărei anod ar fi „poros". Curentul de electroni prin această „pseudotriodă" este determinat de tensiunile grilelor de comandă şi ecran, dar este relativ independent de tensiunea anodică. Majoritatea acestor electroni trec prin ecran datorită structuriisale deschise şi pătrund în regiunea dintre ecran şi anod. O mică fracţiune din aceşti electroni sînt captaţi de ecran. În consecinţă, curentul anodic într-o tetrodă sau pendodă este întrucîtva mai mic decît curentul catodic.

Caracteristicile anodice ale acestor tuburi cu mai multe grile seamănă mult mai mult cu caracteristicile triodei „ideale" descrise în paragraful B.1.3, decît cu acelea ale triodei reale. Cu alte cuvinte, curentul anodic este mult mai puţin dependent de tensiunea anod-catod, datorită grilei ecran, care ecranează sarcina spaţială din spaţiul grilă-catod faţă de anod.

Grila supresoare este necesară, deoarece fiecare electron care loveşte anodul face ca, prin emisie secundară, alţi cîţiva electroni să fie eliberaţi de anod. Dacă acesta din urmă este pozitiv faţă de ecran, electronii secundari vor reveni pe anod şi curentul anodic nu va fi afectat de procesul de emisie secundară (tot aşa cum caracteristicile statice ale triodei nu sînt sensibile faţă de emisia secundară ce are loc acolo). Dacă anodul este negativ faţă de ecran, electronii secundari vor fi atraşi de ecran, determinînd o scădere bruscă a curentului anodic. Grila supresoare, care lucrează la un potenţial fix, *mai mic* decît potenţialul anodic, elimină efectul acestei

emisii secundare, stabilind un cîmp în spaţiul dintre supresor şi anod, care forţează electronii secundari să intre în anod. Chiar dacă supresorul frînează mersul electronilor primari, el nu reţine mulţi dintre ei datorită structurii sale deschise; majoritatea electronilor primari trec prin grila supresoare, după care sînt acceleraţi spre anod.

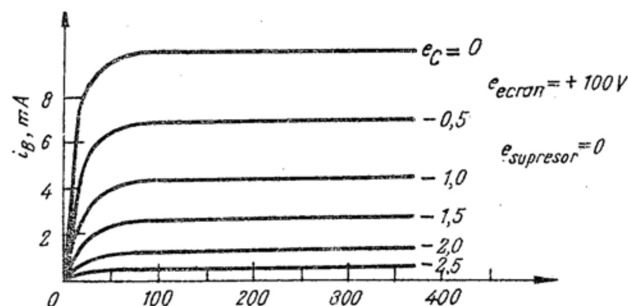


Fig. B.10 Caracteristicile statice anodice ale pentodei. Toate tensiunile sînt raportate la catod.

Forma generală a caracteristicilor statice anodice ale unei pentode este ilustrată în fig. B.10. Din aceste curbe rezultă, că curentul anodic este independent de tensiunea anodică, în măsura în care tensiunea anodică este suficient de pozitivă pentru a colecta toţi electronii din curentul dezvoltat de pseudotrioda formată din catod, grila de comandă şi grila ecran.

B.2. CIRCUITE ECHIVALENTE ALE TUBURILOR CU VID

Modelele algebrice dezvoltate în paragraful B.1, precum şi caracteristicile măsurate ale tuburilor cu vid, furnizează modele adecvate ale comportării acestor dispozitive şi pot sta la baza înţelegerii performanţelor circuitelor care le folosesc. Totuşi, adesea este de dorit să se obţină şi alte modele pentru tuburile de control-modele care nu sînt grafice prin natura lor. Întrucît în analiza circuitelor care utilizează astfel de dispozitive, am dori să utilizăm metodele şi intuiţia cu care ne-am obişnuit în studiul reţelelor liniare, vom căuta modele de circuit care sînt ele însăşi reţele formate din elementele de circuit idealizate. Vom considera deci, acum, diferite modele de semnal mic, liniare şi liniare pe porţiuni, pentru tuburile cu vid.

B.2.1. Modele cu liniarizare pe porţiuni pentru diode

În fig. B. 11 *a* este arătată o caracteristică tipică curent-tensiune la o diodă. Funcţionarea dispozitivului poate fi modelată printr-o reţea liniară pe porţiuni, constînd dintr-o singură diodă ideală, cu caracteristicile liniare pe porţiuni din fig. B. 11 *b*. Caracteristica are aceeaşi formă cu

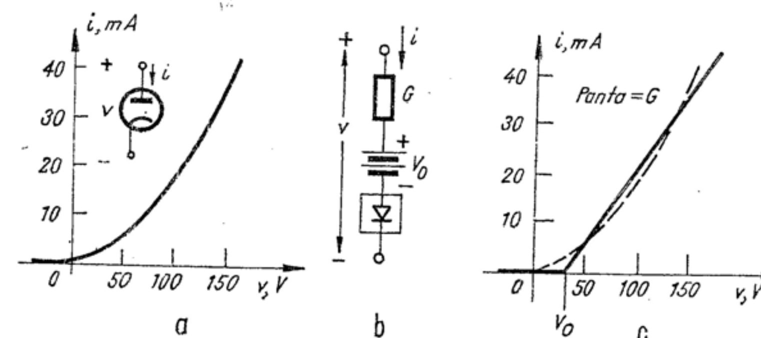


Fig. B.11 O diodă poate fi modelată printr-o reţea liniară pe porţiuni.

aceea descrisă în paragraful 6.1 pentru a caracteriza dioda semiconductoare cu joncţiune. Caracteristica modelului este trasată cu linie continuă în fig. B. 11 *c*. Valorile parametrilor pentru care este trasată curba sînt

$$V_o = 30 \text{ V}$$

$$G = 0{,}3 \text{ mS}$$

Aceste valori concordă acceptabil cu curba diodei reale, care este trasată punctat pentru dimensiuni variind de la valori negative pînă la aproximativ $+150$ V. Desigur, considerarea unui domeniu mai restrîns de variaţie a tensiunii, ar necesita o alegere diferită a valorilor parametrilor pentru a obţine o bună concordanţă.

Dependenţa parametrilor unui model cu liniarizare pe porţiuni de domeniul de tensiuni în care modelul trebuie utilizat, pote fi ilustrată considerînd parametrii unui model cu liniarizare pe porţiuni care concordă cu caracteristica curent-tensiune a unei diode cu vid ideale. Considerăm caracteristica *I-V* de forma dată de (B.11 *a*)

$$i = Kv^{3/2} \qquad \text{(B.23)}$$

şi utilizăm modelul cu liniarizare pe porţiuni din fig. B. 11 *b*. Presupunem, în mod arbitrar, caracteristicile diodei cu vid ideale tangente cu cele ale modelului cu liniarizare pe porţiuni în punctul corespunzător unui curent I_T, ca în fig. B. 12. Atunci, din ecuaţia B.23

$$G = \frac{3}{2} K v^{1/2} = \frac{3 I_T}{2 V_T} \quad \text{(B.24 a)}$$

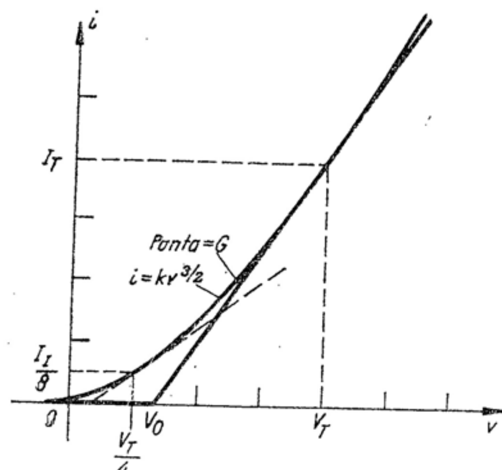


Fig. B.12 Alegerea parametrilor depinde de domeniul de curent în care se aplică modelul.

Tensiunea de prag V_O este, aşa cum rezultă din fig. B.12 :

$$V_O = V_T - \frac{I_T}{G} = \frac{V_T}{3} \quad \text{(B.24 b)}$$

Aceste ecuaţii accentuează dependenţa parametrilor modelului de alegerea domeniului de variaţie a curentului sau tensiunii în care se aplică acest model. Atunci cînd modelul cu liniarizare pe porţiuni are parametrii daţi în ecuaţiile B.24, modelul concordă bine pentru curenţi în jurul I_T şi nu este adecvat pentru curenţi mult mai mici. Dacă totuşi, considerăm un curent egal cu $I_T/8$, care corespunde unei tensiuni egale cu $V_T/4$,0 o concordanţă mult mai bună poate fi obţinută reducînd pe V_T de 4 ori şi pe G de două ori. Modelul rezultant are caracteristicile trasate punctat. Modelul rezultant are caracteristicile trasate punctat.

Modele cu liniarizare pe porţiuni mult mai precise (şi mai complexe) pot fi construite utilizînd mai multe diode ideale liniare pe porţiuni. De exemplu, un model care conţine două diode liniare pe porţiuni determină o curbă formată din trei segmente liniare.

B.2.2. Modele cu liniarizare pe porţiuni pentru triode

Dacă luăm ca punct de plecare caracteristicile grafice ale unei triode (ca cele din fig. A.4), este uşor să se găsească circuite echivalente cu o comportare asemănătoare. De exemplu, relaţia dintre curentul anodic şi tensiunea anod-catod, valabilă pentru tensiune grilă-catod *zero*, poate fi

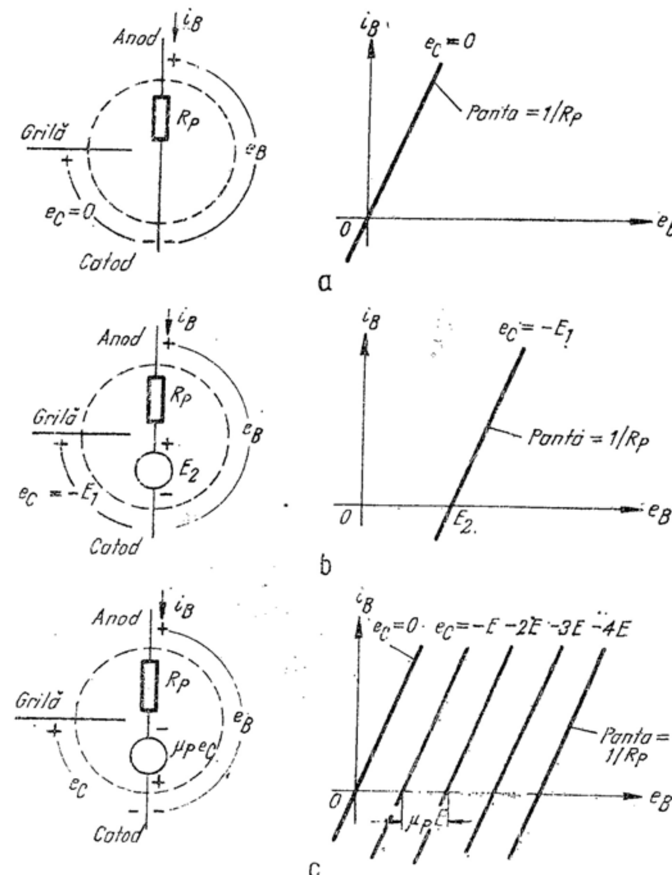


Fig. B.13 Circuitele echivalente care aproximează în primul cadran al planului e_B-i_B caracteristicile statice ale triodei.

aproximată, cel puţin în primul cadran, prin relaţia curent-tensiune de la o rezistenţă. Un model care aproximează, în primul cadran, relaţia i_B -e_B pentru $e_C = 0$, este prezentat în fig. B.13 *a*.

Putem găsi un model valabil pentru o tensiune grilă-catod fixă, dacă admitem că principalul efect al unei tensiuni de grilă negative este de a deplasa relația $i_B - e_B$ în lungul axei e_B, ca în fig. A.4. De exemplu, curba corespunzătoare lui $e_C = -1$ V are o formă similară cu aceea corespunzătoare lui $e_C = 0$, cu excepția unei deplasări pe dreaptă care corespunde unei schimbări a lui e_B cu aproximativ 100 V. În modelul nostru se poate ține seama de această deplasare, adăugînd o sursă de tensiune E_2 în circuitul anod-catod, ca în fig. B.13 *b*. Dreapta din planul $i_B - e_B$ reprezintă relația

$$e_B = E_2 + i_B R_P \qquad \text{(B.25 a)}$$

care este expresia legii lui Kichhoff pentru tensiuni în ochiul anod-catod al modelului. Faptul că, din punct de vedere fizic, curentul de grilă este neglijabil, se reprezintă în model prin deconectarea terminalului grilei.

Modelul din fig. B.13 *b* poate fi extins pentru orice valoare negativă a tensiunii grilă-catod, dacă facem ca tensiunea sursei din bucla de ieșire să depindă de tensiunea de grilă, astfel ca, pe măsură ce e_C se schimbă, cantitatea cu care se deplasează relația $i_B - e_B$ să, se schimbe în mod corespunzător. Fig. A.4 arată că deplasarea relației $i_B - e_B$ este aproximativ proporțională cu valoarea tensiunii grilă-catod. Prin urmare, *tensiunea controlată a sursei* din bucla de ieșire trebuie să fie liniar dependentă de e_C. Fig. B.13 *c* prezintă un model cu o sursă controlată. Constanta de proporționalitate este notată cu μ_P. Astfel deplasarea dreptei $i_B - e_B$ care corespunde lui $e_C = -E_C$ este $\mu_P E_C$. Relația curent-tensiune este la acest model

$$e_B = -\mu_P e_C + i_B R_P \qquad \text{(B.25 b)}$$

Acest model poate reprezenta funcționarea triodei pentru *toate* valorile negative ale lui e_C.

Principalul dezavantaj al modelului din fig. B 13 *c* constă în aceea că nu este capabil să pună în evidență faptul că, din punct de vedere fizic, curentul anodic nu poate fi niciodată negativ. Acest dezavantaj poate fi remediat adăugînd o diodă ideală liniarizată în circuitul anod-catod, ca în fig. B.14. Modelul rezultant se aplică în toate cazurile în care tensiunea grilă-catod este negativă. Pentru a arăta gradul de aproximare realizat de acest model simplu al triodei, în fig. B.15. se prezintă caracteristicile curent-tensiune ale modelului, suprapuse peste caracteristicile măsurate ale triodei, din fig. A.4. Valorile parametrilor modelului, utilizați în această comparație sînt

$$R_P = 42 \ k\Omega$$

$$\mu_P = 95$$

Aceste valori nu sînt unice, dar sînt astfel alese încît concordanța generală a curbelor să fie acceptabilă; alegerea altor valori ar fi condus la o concordanță mai bună pe porțiuni limitate ale caracteristicii.

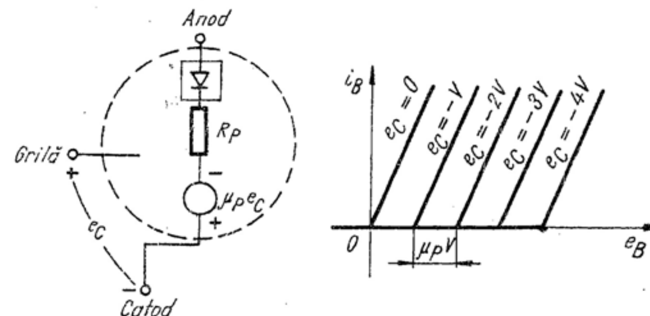


Fig.B.14 Model liniar pe porțiuni valabil pentru tensiuni de grilă negative.

Curentul de grilă nu este neglijabil atunci cînd tensiunea grilă-catod este pozitivă. Prezența curentului de grilă poate fi reprezentată în modelul nostru liniarizat prin adăugarea unei a doua diode ideale și unei rezistențe

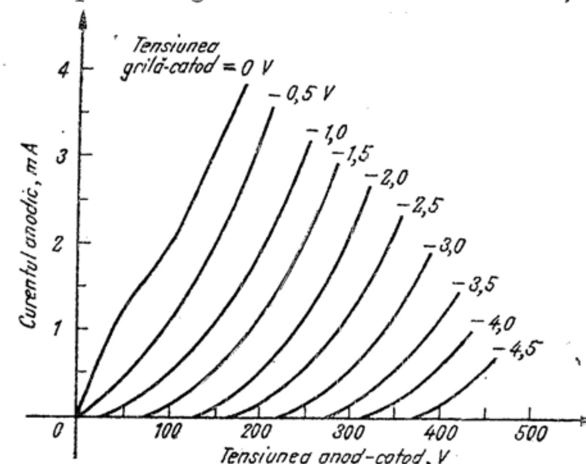


Fig.B.15 Caracteristicile de ieșire ale circuitului echivalent din fig. B.14 suprapuse peste caracteristicile măsurate ale unei triode.

(dioda 2 și R_G în fig. B. 16 *a*). Caracteristica de grilă liniarizată, corespunzătoare, este arătată în fig. B. 16. *b*. Pentru ca modelul să fie adecvat și funcționării cu tensiune de grilă pozitivă, este necesar să se adaoge o a

treia diodă (3 în fig. B. 16 *a*), care împiedică tensiunea anodică să devină negativă cînd curentul anodic şi tensiunea de grilă sînt pozitive. În absenţa celei de a treia diode, caracteristica anodică ar urmări linia punctată din fig. B. 16 *a* în cazul funcţionării cu $e_C = +V$. Modelul cu liniarizare

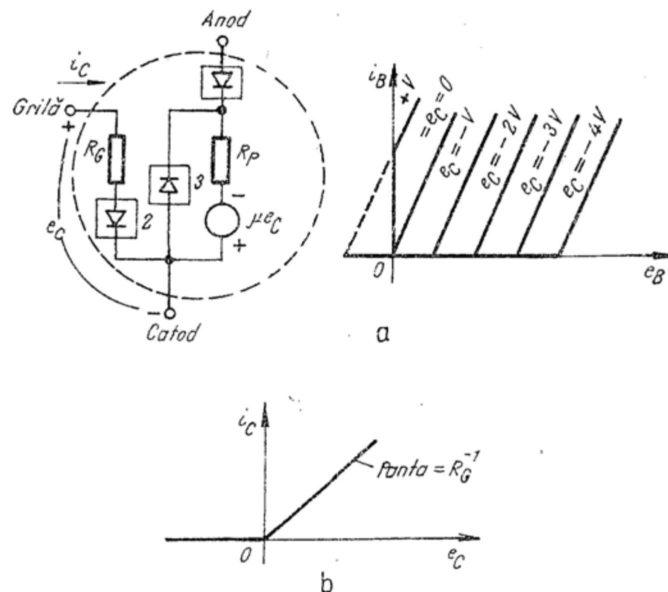


Fig.B.16 Model liniar pe porţiuni al unei triode, care se aplică pentru ambele polarităţi ale tensiunii de grilă.

pe porţiuni pentru triodă din fig. B. 16 este adecvat pentru majoritatea cazurilor. Parametrii μ_P, R_P şi R_G trebuie aleşi astfel încît să dea o concordanţă acceptabilă în domeniul uzual al valorilor variabilelor de la terminale.

B.2.3. Modele de semnal mic ale triodelor

Modelele de semnal mic ale triodelor cu vid pot fi obţinute prin acelaşi proces de liniarizare a caracteristicilor în jurul unui punct de funcţionare, proces care a fost descris în capitolele 1 şi 11. Vom începe cu o caracterizare *statică* a triodei şi vom extinde modelul liniar de semnal mic pentru a include efectele dinamice, prin adăogarea la terminale a unor capacităţi

între electrozi. Caracteristicile *I-V* ale unei triode care lucrează cu tensiune grilă-catod *negativă* pot fi reprezentate printr-o funcţie generală de forma :

$$i_B = i_B(e_B, e_C) \qquad \text{(B.26a)}$$

$$i_C \approx 0 \qquad \text{(B. 26b)}$$

Variabilele care apar în aceste relaţii sînt definite în fig. A. *6b*. Dacă considerăm acum fiecare din aceste variabile ca fiind suma unei variabile statice, sau de curent continuu (I_B,E_B etc.) şi a unei variabile alternative (i_b, $e_b$etc.) dezvoltarea în serie Taylor a acestei relaţii conduce, ca şi în paragraful A. 4.1, la o relaţie liniară între variabilele de semnal mic[1]).

$$i_b = g_p e_b + g_m e_c \qquad \text{(B. 27a)}$$

$$i_c \approx 0 \qquad \text{(B.27b)}$$

Coeficientul g_p reprezintă *conductanţa anodică* sau *de ieşire la semnal mic*

$$g_p = \left.\frac{\partial i_B}{\partial e_B}\right|_Q \qquad \text{(B.28a)}$$

în timp ce g_m reprezintă *transcoductanţa de semnal mic*

$$g_m = \left.\frac{\partial i_B}{\partial e_C}\right|_Q \qquad \text{(B.28b)}$$

În fig. B. 17 *a* este prezentat un model al funcţionării la semnal mic descrisă de ecuaţia B. 27. Un generator controlat de curent reprezintă acţiunea de control a triodei.

Circuitul din fig. B. 17 *a* poate fi transformat cu ajutorul teoremei lui Thévenin în circuitul echivalent din fig. B. 17 *b*. Rezistenţa r_p, numită *rezistenţa anodică la semnal mic*, este dată de

$$r_p = \frac{1}{g_p} = \left.\frac{\partial e_B}{\partial i_B}\right|_Q \qquad \text{(B. 28c)}$$

---

[1]) Convenţia utilizată în această carte privind identificarea naturii variabilelor cu ajutorul literelor mari sau mici, care indică variabila şi indicele, a fost adoptată odată cu introducerea dispozitivelor semiconductoare în circuitele active. Această notaţie este parţial în conflict cu aceea adoptată acum cîţiva zeci de ani pentru tuburile cu vid. În notaţia primitivă cantităţile de semnal mic din circuitul anodic erau notate cu indicele p (în timp ce cantităţile totale aveau indicele B); cantităţile de semnal mic din circuitul de grilă erau notate cu indicele g (în timp ce cantităţile totale din acest circuit aveau indicele C). În această notaţie mai veche, pe care nu o vom utiliza, dar pe care este utilizată în alte lucrări, ecuaţia B.27 a ar fi fost scrisă $i_p = g_p e_p + g_m e_g$.

Coeficientul adimensional μ este numit *factorul de amplificare la semnal mic*. Pentru ca cele două reţele din fig. B. 17 să fie echivalente, μ trebuie să fie egal cu

$$\mu = g_m r_p \tag{B. 29a}$$

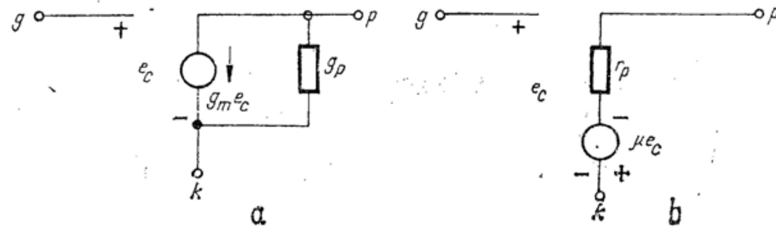


Fig.B.17 Modele de semnal mic pentru triode.

sau, în funcţie de derivatele parţiale,

$$\mu = \frac{\partial i_B/\partial e_C|_Q}{\partial i_B/\partial e_B|_Q} = -\frac{\partial e_B}{\partial e_C}\bigg|_Q \tag{B. 29b}$$

Aceşti coeficienţi de semnal mic pot fi evaluaţi fie utilizînd expresiile lor în funcţie de pantele şi distanţele dintre caracteristicile statice, fie prin diferenţierea directă a unui model algebric total ca cel reprezentat de ecuaţia B. 22. Acest ultim procedeu conduce la

$$g_p = \frac{1}{r_p} = \frac{3}{2}\frac{K_G}{\mu_A}\left(e_c + \frac{e_B}{\mu_A}\right)^{1/2} = \frac{3}{2\mu_A}K_G^{2/3}\, i_B^{1/3} \tag{B. 30a}$$

$$g_m = \frac{3}{2}K_G\left(e_c + \frac{e_B}{\mu_A}\right)^{1/2} = \frac{3}{2}K_G^{2/3}\, i_B^{1/3} \tag{B. 30b}$$

În consecinţă, factorul de amplificare de semnal mic este, din ecuaţia B. 29a,

$$\mu = g_m r_p = \frac{g_m}{g_p} = \mu_A \tag{B. 30c}$$

De remarcat că factorul de amplificare este independent de punctul de funcţionare, întrucît μ_A este un coeficient fix, care depinde de aranjarea geometrică a grilei şi anodului. Pe de altă parte, atît transconductanţa, cît şi rezistenţa anodică la semnal mic, depind de alegerea punctului de funcţionare mai exact de i_B. Pe măsură ce curentul continuu anodic creşte, g_m creşte, (ca $i_B^{1/3}$), iar r_p scade (ca $i_B^{-1/3}$).

Se poate ţine seama de consecinţele curenţilor de deplasare la semnal mic, adăugînd condesatoare între electrozi ca în fig. B. 18. Evident, aceste două modele reprezintă descrieri echivalente ale triodei.

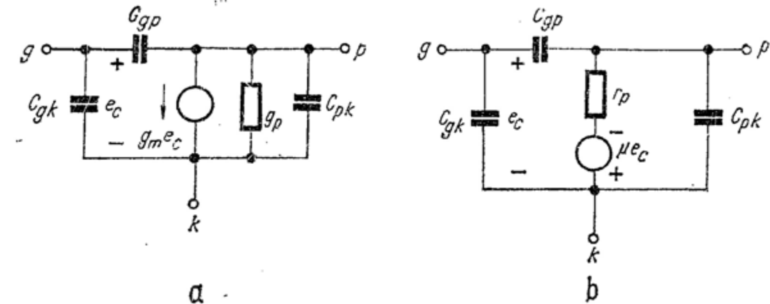


Fig.B.18 Modele de semnal mic, care includ şi curenţii de deplasare, pentru triode.

Modelele din fig. B. 18 pot fi extinse la funcţionarea cu tensiune grilă-catod pozitivă, prin adăugarea unei rezistenţe în paralel cu C_{gk}. Această rezistenţă, care are în mod obişnuit valori de ordinul kiloohmilor, explică dependenţa curentului de grilă la semnal mic de tensiunea de grilă la semnal mic.

B.2.4. Circuite echivalente ale pentodelor

Pentoda lucrează în mod normal cu tensiuni fixe la ecran şi supresor. Întrucît există numai doi electrozi la care pot apare tensiuni variabile, circuitul echivalent la semnal mic al pentodei este acelaşi cu cel al triodei. Mai exact, oricare din circuitele echivalente din fig. B. 18 sînt aplicabile. Circuitul echivalent din fig. B. 18 *a*, care conţine un generator de curent, este în general preferat, deoarece comportarea la semnal mic a dispozitivului este esenţialmente aceea a unei surse controlate de curent. Cu alte cuvinte, rezistenţa anodică de semnal mic r_p este foarte mare-deseori mai mare decît 1 MΩ. Valorile uzuale ale transconductanţei de semnal mic g_m variază de la cîteva sute la cîteva mii de microsiemenşi.

Diferenţa importantă dintre circuitul echivalent la semnal mic al unei pentode şi cel al unei triode se datoreşte capacităţii grilă-anod, care este cu unul sau două ordine de mărime mai mică. De fapt, această reducere a fost motivul introducerii ecranului în structură.

Pentru a reprezenta caracteristicile statice ale pentodei se pot elabora modele liniarizate care utilizează diode ideale. Utilitatea acestor modele este limitată de faptul că deseori caracteristicile pentodei nu sînt echidistante (fig. B. 10) În consecință, un generator liniar poate să nu fie suficient pentru a caracteriza dependența curentului anodic de tensiunea de grilă.

REFERINȚE BIBLIOGRAFICE

B.1 H. J. Zimmermann şi S. J. Mason, *Electronic Circuit Theory*, Wiley, New York, 1959.
B.2 T. S. Gray, *Applied Electronics*, M.I.T. Press, Cambridge, Mass., 1954.

PROBLEME

P.B.1. Această problemă se referă la dezvoltarea analitică a legii parabolice 3/2 pentru o diodă termionică cu limitare prin sarcină spațială.

a) Să se verifice ecuația B.7.

b) Să se arate că această ecuație poate fi integrată odată, pentru a da :

$$\left(\frac{d\psi}{dx}\right)^2 = -\frac{4I}{\varepsilon_0}\sqrt{\frac{m}{2q}}\,\psi^{1/2} \tag{B.31}$$

Indicație. Să se multiplice ambele părți ale ec. B.7 prin $d\psi/dx$ şi să se observe că

$$\frac{d\psi}{dx}\left(\frac{d^2\psi}{dx^2}\right) = \frac{1}{2}\,\frac{d}{dx}\left(\frac{d\psi}{dx}\right)^2$$

c) Să se rezolve ec. B.31 pentru $d\psi/d_x$ şi să se integreze pentru a obține pe $\psi(x)$. Să se arate că ec. B.9 derivă din acest rezultat.

d) Să se verifice ec. B.10.

P.B.2 Să se evalueze timpul de trecere într-o diodă plan-paralelă în care curentul este limitat prin emisie şi sarcina de tranzit nu are un efect important asupra distribuției de potențial. Să se compare rezultatele obținute cu ec. B.15, care este valabilă pentru un curent cu limitare prin sarcină spațială.

P.B.3 Această problemă se referă la determinarea circuitelor echivalente pentru o diodă cu vid. Considerăm caracteristicile diodei din fig. B.19*a*. Presupunem că circuitele echivalente se utilizează pentru tensiuni în domeniul $-50<v<150$ volți.

a) Dacă această diodă este modelată de circuitul fin fig. B.19b, ce valori se vor utiliza pentru conductanța G şi tensiunea V_0?

b) Răspunsul dat la (*a*) depinde în mod consistent de domeniul de valori ale curentului şi tensiunii, în care se utilizează circuitul? Mai exact, cum s-ar schimba valorile parametrilor dacă circuitele ar trebui utilizate pentru tensiuni în domeniul $-50<v<50$ volți?

P.B.4 Este de dorit să se adapteze o lege parabolică 3/2 la caracteristicile diodei trasate în fig. B.19*a*.

a) În ce fel de coordonate, legea parabolică 3/2 se poate trasa ca o linie dreaptă?

b) Să se retraseze datele din fig. B.19*a* în coordonatele specificate la (*a*) şi să se determine perveanța diodei.

Răspuns. $K \approx 0{,}013$ ma/(volt)$^{3/2}$

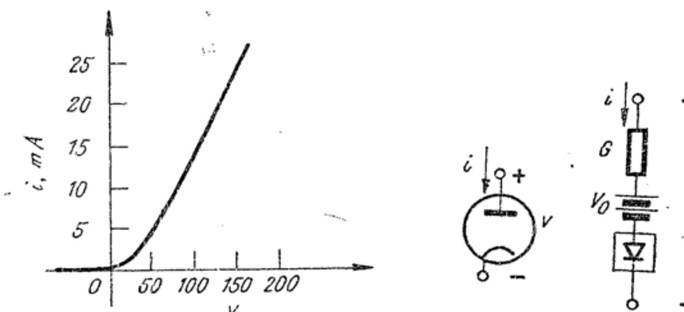


Fig.B.19 Caracteristicile diodei şi model liniar pe porțiuni.

P.B.5 Să se găsească un model liniarizat pentru o pentodă care reprezintă caracteristicile din fig. B.10. Să se ia în considerație numai valorile negative ale tensiunii grilă-catod.

P.B.6 Parametrii triodei la semnal mic, definiți în ecuațiile B.28, sînt legați de pantele şi distanțele caracteristicilor de placă ale triodei, în punctul de funcționare.

(*a*) Să se ilustreze cu ajutorul unor schițe relațiile dintre g_m, μ, r_p, panta şi distanțele curbelor de e_c constant în planul $i_B - e_B$.

(*b*) Să se evalueze g_m, μ şi r_p pentru trioda ale cărei caracteristici sînt arătate în fig. A.4, pentru fiecare din următoarele puncte de funcționare :

(1) $e_c = -1$ volt, $e_B = 200$ volți

(2) $e_c = -3$ volți, $e_B = 300$ volți

Răspunsuri. (b) (1) $\mu = 90$; $g_m = 2\cdot 10^{-3}$ mho ; $r_p = 45$ kohm ; (b) (2) $\mu = 100$; $g_m = 1{,}1\cdot 10^{-3}$ mho, $r_p = 91$ kohm.

P.B.7 Să se evalueze transconductanța g_m şi rezistența de placă r_p a pentodei a cărei caracteristici sînt arătate în fig. B.10, în punctul de funcționare $e_B = 200$ volți, $e_C = -1$ volt.

P.B.8 Această problemă se bazează pe amplificatorul cu auto-negativare din fig. B.20. Se presupune că trioda poate fi reprezentată printr-un model liniarizat cu $\mu_p = 30$, $R_p = 10$ kohm, şi se limitează funcționarea la tensiuni de grilă *negative*. Atît la (*a*) cît şi la (*b*) se presupune că C_1 este suficient de mare astfel încît tensiunea la bornele sale rămîn practic constantă la aplicarea semnalelor.

(a) Presupunînd că $C_B = 0$ să se evalueze caracteristicile de transfer care leagă pe v_0 cu v_I. Să se desenze şi să se dimensioneze rezultatele.

(b) Presupunînd că C_B este suficient de mare, astfel încît în prezența semnalelor, tensiunea grilă-catod nu are variații importante față de valoarea sa statică, să se evalueze caracteristica de transfer. Să se deseneze şi să se dimensioneze rezultatele pe aceleaşi coordonate ca în punctul(*a*)

Panta caracteristicii de transfer în regiunea activă în cazul unei rezistențe catodice nedecuplate, este mai mică datorită reacției negative introdusă de R_K. Mai exact, componenta de semnal a curentului anodic, dezvoltă la bornele lui R_K o tensiune de semnal care *se opune* ten_

siunii grilă-masă, reducînd prin aceasta tensiunea grilă-catod. Acest mecanism poate fi utilizat pentru ca panta caracteristicii de transfer să fie mai puţin influenţată de variaţiile parametrilor dispozitivului activ.

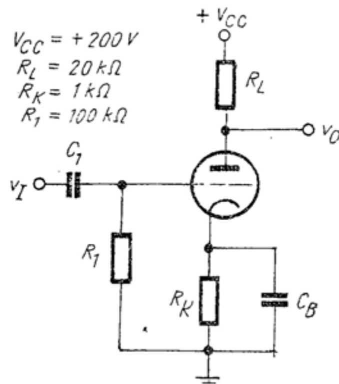


Fig.B.20 Amplificator cu negativare automată.

P.B.9 Circuitul cu triodă din fig. B.21 este un amplificator cu anod comun sau *repetor catodic*.

(a) Care este valoarea maximă a lui v_I pentru care trioda lucrează în regiunea cu grila negativă? Să se utilizeze caracteristicile triodei din fig. A4, presupunînd $E = 250$ volţi, $R_K = 20$ kohm.

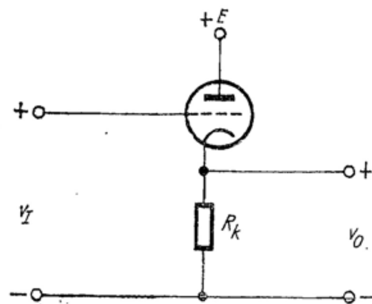


Fig.B.21 Repetor catodic.

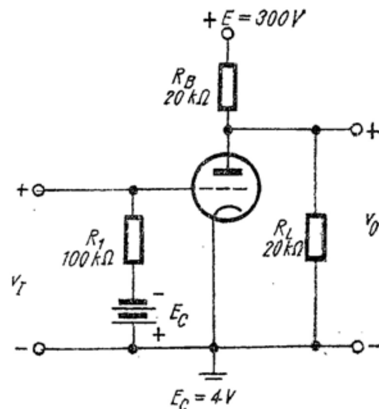


Fig.B.22 Amplificator cu catodul comun.

b) Să se utilizeze modelul liniarizat din fig. B.14 pentru a se determina caracteristica de transfer ce leagă pe v_O de v_I. Să se exprime rezultatele în funcţie de E, R_p, R_K şi μ_p. Să se deseneze şi să se dimensioneze rezultatele pe coordonatele rectangulare v_1/E şi v_0/E.

P.B.10 Amplificatorul din fig. B. 22 este comandat de o sursă de semnal a cărei tensiune echivalentă Thévenin este v_s şi a cărei rezistenţă internă este $R_G = 5$ kohm. Să se utilizeze modelul liniarizat din fig. B.14 (cu $R_G = 2$ kohm, $R_p = 7{,}5$ kohm, $\mu_p = 20$) pentru a determina caracteristica de transfer ce leagă pe v_0 de tensiunea *sursei* v_s. Să se deseneze şi să se dimensioneze rezultatele.

Indicaţie. Să se găsească coordonatele celor *trei* puncte de fringere a caracteristicii.

P.B.11 Să se utilizeze un model de semnal mic pentru a determina amplificarea de tensiune la semnal mic a amplificatorului din fig. B. 20. Se presupune că la bornele capacităţii de cuplaj se dezvoltă o tensiune de semnal neglijabilă şi se neglijează curenţii prin capacităţile dintre electrozi. Se consideră două cazuri:

(1) Capacitatea de decuplare C_B este suficient de mare astfel incît tensiunea de semnal de la bornele ei este neglijabilă.

(2) $C_B = 0$, adică rezistenţa din catod este nedecuplată.

Să se exprime $A_v = v_o/v_i$ în funcţie de parametrii circuitului şi ai triodei, în primul rînd sub formă literală. Să se înlocuiască apoi valorile numerice (se presupune $\mu = 30, r_p = 10$ kohm).

Răspunsuri. (1) $A_v \approx -20$; (2) $a_v \approx -10$.

P.B.12 Să se găsească amplificarea de tensiune la *semnal mic* pentru repetorul catodic introdus în problema **P.B.9** Se presupune că valoarea *statică* a lui v_1 este astfel încît trioda lucrează în regiunea cu grila negativă.

P.B.13 Să se utilizeze circuitele echivalente la semnal mic pentru a evalua, în cazul amplificatorului din fig. B.22, efectul zgomotului din sursa de alimentare anodică. Concret, să se găsească tensiunea de ieşire de semnal mic, v_0, care apare ca răspuns la o componentă de curent alternativ de valoare v_n, din tensiunea sursei de alimentare anodice. Să se exprime apoi v_o în funcţie de v_n cît şi de tensiunea de intrare de semnal mic, v_i.

ANEXA C

PROGRAM FORTRAN IV PENTRU DETERMINAREA FRECVENȚELOR NATURALE ALE UNEI REȚELE RC

C.1 Instrucțiuni pentru utilizarea programului
C.2 Programul
Referințe bibliografice

C

Program FORTRAN IV pentru determinarea frecvențelor naturale ale unei rețele RC

C. 1. INSTRUCȚIUNI PENTRU UTILIZAREA PROGRAMULUI

1. Scrieți ecuațiile pe noduri ale rețelei, punînd conductanțele în mS și capacitățile în pF. (Pot fi utilizate și alte grupe de unități, dar atunci utilizatorul trebuie să multiplice soluțiile cu un factor potrivit).

2. Aranjați ecuațiile pe noduri sub formă matriceală, astfel încît prima linie să conțină tensiunea de intrare în partea stîngă. Ultima coloană a matricii trebuie să corespundă nodului care descrie tensiunea de ieșire. Partea dreaptă a ecuațiilor pe noduri trebuie să fie acum o matrice care să conțină N ecuații cu N tensiuni la noduri.

3. Perforați această matrice pe trei grupe de cartele; prima grupă constă dintr-o singură cartelă, care conține numărul ecuațiilor pe noduri și conductanța asociată tensiunii de intrare. Numărul de ecuații este perforat în coloanele 1 și 2 iar conductanța sursei în coloanele 11 pînă la 20. Cea de a doua grupă de cartele este afectată părții reale a ecuațiilor pe noduri. Aceste conductanțe sînt perforate cîte șase pe o cartelă, utilizînd atîtea cartele cîte sînt necesare. Fiecărei valori de conductanță îi sînt afectate zece coloane; valoarea trebuie să fie perforată complet în aceste zece coloane. Dacă o conductanță este zero, în cele zece coloane „se bate blank''. Punctele zecimale trebuie puse întotdeauna, chiar pentru valori întregi.

După ce un rînd a intrat complet pe cartele, o nouă linie va fi perforată în același mod. După ce toate conductanțele au fost introduse, întorceți-vă la prima linie și perforați toate valorile capacităților în același mod. Cu aceasta se completează cea de-a treia grupă de cartele pentru această rețea.

Dacă trebuie rezolvate mai multe rețele, perforați datele fiecărei rețele suplimentare așa cum s-a explicat mai sus și plasați aceste pachete de cartele în urma pachetului primei rețele.

4. Așezați cartelele de date după cartelele programului sursă și scrieți cartelele de control.

```
FORTRAN  STARTED

FORTRAN 13.07                                        FRECNAT     04/06/73  18.13.50

C
C     PROGRAM PRINCIPAL PENTRU DETERMINAREA FRECVENTELOR NATURALE ALE
C     UNEI RETELE 100*100
C
      DIMENSION A(100,100),A1(100,100),S(100,100),S1(100,100),FR(100),
     1FI(100)
    3 CALL READ(A,A1,S,S1,N,G)
      WRITE(6,110)
      M=1
      N1=N-1
      IF(G.EQ.0) GO TO 6
      CALL GAIN(A,M,N,PROD)
   35 IF(M)6,1,6
    6 CALL REDUCE(A,S,M,N)
      WRITE(6,111)
      IF(M)2,1,2
    1 WRITE(6,100)
      GO TO 3
    2 CALL EIG5(A,N,N,FR,FI,5,E35,0,0)
      WRITE(6,101)
      WRITE(6,106)
      DO 40 J=1,N
   40 WRITE(6,102) J,FR(J),J,FI(J)
C
C     VERIFICA DACA EXISTA POLI RHP
C
      DO 4 JB=1,N
      IF(FR(JB))4,15,15
   15 G=0
      GO TO 11
    4 CONTINUE
      SUM=0
      SUM2=0
      CXSUM=0
      CXSUM2=0
C
C     CALCULEAZA SUMA INVERSELOR POLILOR
C
      DO 50 J=1,N
      IF(FI(J).NE.0) GO TO 51
      SUM=SUM-1./FR(J)
      GO TO 50
   51 VALUE=-FR(J)/(FR(J)**2+FI(J)**2)
      CXSUM=CXSUM+VALUE
   50 CONTINUE
      SUM=SUM+CXSUM
      WRITE(6,103) SUM
FORTRAN 13.07                                        FRECNAT     04/06/73  18.13.50

C
C     DETERMINA COMPLEXITATEA RADACINILOR
C
      DO 70 JJ=1,N
      L=N+1-JJ
      IF(ABS(FI(L)).GT.4*ABS(FR(L))) GO TO 71
      IF(ABS(FI(L)).GT..1*ABS(FR(L))) GO TO 72
   70 CONTINUE
C
C     RADACINILE SINT FIE REALE FIE COMPLEXE - CALCULEAZA BANDA
C
      DO 5 J=1,N
      IF(FI(J)) 7,21,7
   21 SUM2=SUM2+1./FR(J)**2
      GO TO 5
    7 VALUE2=(FR(J)**2-FI(J)**2)/((FR(J)**2+FI(J)**2)**2)
      CXSUM2=CXSUM2+VALUE2
    5 CONTINUE
      SUM2=SUM2+CXSUM2
      SUM2=1./SUM2
   75 W=SQRT(SUM2)
      F=1000.*W/6.2831853
      WRITE(6,104) F
      GO TO 10
   71 WRITE(6,107)
      GO TO 10
   72 DO 73 K=L,N
      IF(FR(L).LT.FR(K)) GO TO 23
   73 CONTINUE
C
C     RADACINILE INFERIOARE SINT COMPLEX CONJUGATE
C     CALCULEAZA BANDA BUTTERWORTH A ACESTEI PERECHI
C
      SUM2=FR(L)**2+FI(L)**2
      GO TO 75
   23 WRITE(6,105)
C
C     CALCULEAZA ZERAURILE
C
   10 IF(G.EQ.0) GO TO 11
      CALL GAIN(A1,M,N1,PROD1)
      IF(M.EQ.0) G=0
   11 CALL REDUCE(A1,S1,M,N1)
      IF(M)8,9,8
    9 WRITE(6,200)
      GO TO 3
    8 CALL EIG5(A1,N1,N1,FR,FI,2,E35,0,0)
FORTRAN 13.07                                        FRECNAT     04/06/73  18.13.50

      IF(G)48,49,48
C
C     CALCULEAZA AMPLIFICAREA DE TENSIUNE
C
   48 VGAIN=ABS(G*PROD1/PROD)
      WRITE(6,300) VGAIN
   49 WRITE(6,201)
      WRITE(6,106)
      DO 30 J=1,N1
   30 WRITE(6,102) J,FR(J),J,FI(J)
      GO TO 3
  100 FORMAT(53H0 MATRICE DEGENERATA -- VERIFICA PARAMETRII INTEGRALII )
  102 FORMAT(1H0,10X,3HFR(,I3,2H)=,E15.7,10X,3HFI(,I2,2H)=,E15.7)
  110 FORMAT(26H1 CITESTE RUTINA COMPLETATA)
  111 FORMAT(27H0 REDUCERE RUTINA COMPLETATA)
  101 FORMAT(23H0 POLII SINT - IN 1/NSEC)
  103 FORMAT(29H0 SUMA INVERSELOR POLILOR ESTE,F12.4,5H NSEC)
  104 FORMAT('BANDA ESTE APROXIMATIV',F12.4,'MEGAHERTI')
  105 FORMAT(78H0 POLII COMPLECSI DOMINA RASPUNSUL IN FRECVENTA - BANDA
     1NU POATE FI CALCULATA)
  106 FORMAT(1H0,17X,4HREAL,25X,9HIMAGINAR)
  107 FORMAT('0POLII COMPLECSI INDICA UN Q MAI MARE CA 2 PENTRU RETEA -
     1BANDA NU SE POATE CALCULA')
  200 FORMAT(53H0 SUBMATRICEA DEGENERATA - VERIFICA PARAMETRII INTRARE)
  201 FORMAT(27H0 ZEROURILE SINT - IN 1/NSEC)
  300 FORMAT(30H0 AMPLIFICAREA DE TENSIUNE ESTE,F10.2)
      END
FORTRAN 13.07                                        FRECNAT     04/06/73  18.13.50
```

```
      SUBROUTINE READ(A,A1,S,S1,N,G)
C     C
C     C    SUBRUTINA DE INTRODUCERE DE DATE PENTRU UN DETERMINANT COMPLEX
C     C    PINA LA 100*100
C     C
      DIMENSION A(100,100),S(100,100),A1(100,100),S1(100,100)
    3 READ(5,1100,END=100) N,G
      DO 8 I=1,N
    8 READ(5,1101) (A(I,J),J=1,N)
      DO 9 I=1,N
    9 READ(5,1101) (S(I,J),J=1,N)
      N1=N-1
      DO 12 J=1,N1
      DO 12 I=1,N1
      A1(I,J)=A(I+1,J)
   12 S1(I,J)=S(I+1,J)
      WRITE(6,1102)
      I1=I
      J1=I
      K=(N-1)/6
      IF(K)10,10,11
   11 DO 70 L2=1,K
      J2=J1+5
      DO 69 L1=1,K
      I2=I1+5
      CALL PRINT(I1,I2,J1,J2,A,S)
   69 I1=I1+6
      I1=I
   70 J1=J1+6
      J2=N
      DO 71 L3=1,K
      I2=I1+5
      CALL PRINT(I1,I2,J1,J2,A,S)
   71 I1=I1+6
      I2=N
      CALL PRINT(I1,I2,J1,J2,A,S)
      J1=1
      DO 72 L4=1,K
      J2=J1+5
      CALL PRINT(I1,I2,J1,J2,A,S)
   72 J1=J1+6
      GO TO 80
   10 I2=N
      J2=N
      CALL PRINT(I1,I2,J1,J2,A,S)
   80 CONTINUE
      RETURN
FORTRAN 13*07                                   FRECNAT    04/06/73  18.14.45

  100 STOP
 1100 FORMAT(I2,8X,F10.4)
 1101 FORMAT(6F10.4)
 1102 FORMAT(25H1 MATRICEA DE INTRARE ESTE)
      END
FORTRAN 13*07                                   FRECNAT    04/06/73  18.14.45
***** FIN DE COMPILATION (PLUS HAUT NIVEAU D'ERREUR RENCONTRE = 4)    18.15.00
*       COMPILE FORTRAN

FORTRAN 13*07                                   FRECNAT    04/06/73  18.15.01

      SUBROUTINE PRINT(I1,I2,J1,J2,A,S)
C     C
C     C    TIPARIRE MATRICE
C     C
      DIMENSION A(100,100),S(100,100)
      WRITE(6,1103) I1,I2,J1,J2
      DO 73 I=I1,I2
      WRITE(6,1104) (A(I,J),J=J1,J2)
   73 WRITE(6,1105) (S(I,J),J=J1,J2)
      RETURN
```

```
 1103 FORMAT(1H1,50X,6HLINII ,I2,4H LA ,I2,10H COLOANE ,I2,4H LA ,
 1104 FORMAT(/////2X,6(F11.6,10X))
 1105 FORMAT(1H0,6(1H+,F11.6,1HS,8X))
      END
FORTRAN 13*07                                   FRECNAT    04/06/73  18.15.1

      SUBROUTINE GAIN(SS,M,N,PROD)
C     C
C     C    SUBRUTINA PENTRU CALCULUL DETERMINANTULUI MATRICI S
C     C
      DIMENSION S(100,100),SS(100,100)
      DO 10 I=1,N
      DO 10 J=1,N
   10 S(I,J)=SS(I,J)
   25 DO 1 I=1,N
      IF(S(I,I)) 2,90,2
    2 DO 1 J=1,N
      IF(J-I)3,1,3
    3 IF(S(I,J))4,1,4
    4 C=-S(I,J)/S(I,I)
      DO 8 K=1,N
      S(K,J)=C*S(K,I)+S(K,J)
    8 CONTINUE
    1 CONTINUE
      PROD=1
      DO 30 I=1,N
   30 PROD=PROD*S(I,I)
      M=1
      RETURN
C     C
C     C    VEZI DACA MATRICEA ESTE DEGENERATIVA - PUNE M=0 SI RETURN DA
C     C    ESTE
C     C
   90 M=0
      DO 21 J=1,N
      IF(S(I,J))91,21,91
   91 DO 20 K=1,N
      SK=S(K,I)
      S(K,I)=S(K,J)
   20 S(K,J)=SK
      J=N
      M=1
   21 CONTINUE
      IF(M) 25,31,25
   31 RETURN
      END
FORTRAN 13*07                                   FRECNAT    04/06/73  18.15.10
      SUBROUTINE REDUCE(A,S,M,N)
C     C
C     C    SUBRUTINA PENTRU REDUCEREA PROBLEMEI FRECVENTELOR NATURALE L
C     C    AFLAREA VALORILOR PRINCIPALE ALE MATRICII
C     C
      DIMENSION A(100,100),S(100,100)
   25 DO 1 I=1,N
      IF(S(I,I))2,90,2
    2 DO 1 J=1,N
      IF(J-I)3,1,3
    3 IF(S(I,J))4,1,4
    4 C=-S(I,J)/S(I,I)
      DO 8 K=1,N
      A(K,J)=C*A(K,I)+A(K,J)
      S(K,J)=C*S(K,I)+S(K,J)
    8 CONTINUE
    1 CONTINUE
C     C
C     C    NORMALIZEAZA
C     C
   15 DO 10 J=1,N
      C=-1./S(J,J)
      DO 10 I=1,N
```

```
      A(I,J)=C*A(I,J)
   10 S(I,J)=C*S(I,J)
      M=1
      RETURN
C
C     VEZI DACA MATRICEA ESTE DEGENERATIVA - PUNE M=0 SI RETURN DACA
C     ESTE
C
   90 M=0
      DO 21 J=I,N
      IF(S(I,J))91,21,91
   91 DO 20 K=1,N
      SK=S(K,I)
      AK=A(K,I)
      S(K,I)=S(K,J)
      A(K,I)=A(K,J)
      S(K,J)=SK
   20 A(K,J)=AK
      J=N
      M=1
   21 CONTINUE
      IF(M)25,30,25
   30 IF(I.LT.1) GO TO 69
C
```

FORTRAN 13.07 FRECNAT 04/06/73 18.15.29

```
C     VERIFCA PENTRU UN TERMEN IN COLOANA I
C
   70 DO 71 J=1,N
      IF(S(J,I))72,71,72
   72 DO 73 K=1,M
      AK=A(I,K)
      SK=S(I,K)
      A(I,K)=A(J,K)
      S(I,K)=S(J,K)
      A(J,K)=AK
   73 S(J,K)=SK
      GO TO 25
   71 CONTINUE
C
C     PLASEAZA LINIILE SI COLOANELE 0 LA SIRSITUL MATRICII
C
      J=N+1
      DO 77 LL=I,N
      J=J-1
      IF(S(J,J).EQ.0) GO TO 94
   75 DO 76 K=1,N
      AK=A(I,K)
      SK=S(I,K)
      A(I,K)=A(J,K)
      S(I,K)=S(J,K)
      A(J,K)=AK
   76 S(J,K)=SK
      DO 78 K=1,N
      AK=A(K,I)
      SK=S(K,I)
      A(K,I)=A(K,J)
      S(K,I)=S(K,J)
      A(K,J)=AK
   78 S(K,J)=SK
      GO TO 25
C
C     VERIFICA PENTRU TERMENTI S IN COLOANA J. DACA SE GASESTE,SE
C     PLASEAZA PE DIAGONALA
C
   74 DO 77 L=I,N
      IF(S(L,J).EQ.0) GO TO 97
      DO 79 K=1,N
      AK=A(J,K)
      SK=S(J,K)
      A(J,K)=A(L,K)
      S(J,K)=S(L,K)
      A(L,K)=AK
```

FORTRAN 13.07 FRECNAT 04/06/73 18.15.29

```
   79 S(L,K)=SK
      GO TO 75
   77 CONTINUE
      II=I
C
C     PUNE TERMENII CARE NU SINT PE DIAGONALA DE LA RINDUL II ZERO
C
      DO 31 I=II,N
      DO 32 J=1,N
      IF(I-J)31,31,34
   34 IF(S(I,J))37,32,37
   37 C=-S(I,J)/S(J,J)
      DO 35 K=1,N
      S(I,K)=C*S(J,K)+S(I,K)
   35 A(I,K)=C*A(J,K)+A(I,K)
   32 CONTINUE
   31 CONTINUE
C     PUNE TERMENII A CARE NU SINT PE DIAGONALA SI IN MATRICEA
C     (II-1)*(II-1) ZERO
      DO 39 I=II,N
      IF(A(I,I).EQ.0) GO TO 80
   39 CONTINUE
      DO 38 I=II,N
      DO 38 J=1,N
      IF(J-I)40,38,40
   40 IF(A(I,J)) 41,38,41
   41 C=-A(I,J)/A(I,I)
      DO 42 K=1,N
   42 A(K,J)=C*A(K,I)+A(K,J)
   38 CONTINUE
      IM1=II-1
      DO 43 J=II,N
      DO 43 I=1,IM1
      IF(A(I,J))44,43,44
   44 C=-A(I,J)/A(J,J)
      DO 45 K=1,N
   45 A(I,K)=C*A(J,K)+A(I,K)
   43 CONTINUE
      N=II-1
      GO TO 15
   80 DO 81 J=I,N
      IF(A(I,J).EQ.0) GO TO 81
      DO 82 K=1,N
      AK=A(K,I)
      A(K,I)=A(K,J)
   82 A(K,J)=AK
      GO TO 39
```

FORTRAN 13.07 FRECNAT 04/06/73 18.15.29

```
   81 CONTINUE
   69 M=0
      RETURN
      END
```

```
FORTRAN 13.07                                          FRECNAT     04/06/73  18.15.52

                SUBROUTINE EIGB(A,M,N,RR,RI,STARTR,STARTI,PRINT)
C        C
C        C      REDUCEREA MATRICII A N.N LA FORMA HESSENBERG PRIN HESS
C        C      M VALORI PRINCIPALE RR(J)EI*RI(J) SE GASESC PRIN METODA LUI
C        C      LAGUERRE UTILIZIND FORMA HESSENBERG
C        C      DACA PRINT=0. NU SE VA TIPARI
C        C      VEZI LAG PENTRU STARTR SI STARTI
C        C
                DIMENSION A(100,100),RR(100),RI(100),GAMMA(100)
                CALL TRACE(A,N,PRINT)
                CALL HESS(A,N,SIZE,PRINT)
                CALL TRACE(A,N,PRINT)
                DO 10 I=2,N
             10 GAMMA(I-1)=A(I-1,I)
                GAMMA(N)=0.
C        C
C        C      MATRICEA ESTE REDUSA
C        C
                NU=0
                NV=0
             15 IF(NV-N)20,70,75
             20 NV=NV+1
                NU=NV
             25 IF(GAMMA(NV))30,35,30
             30 NV=NV+1
                GO TO 25
             35 IF(NV-NU-1) 60,46,40
             40 MM=MINO(NV,M)
                GAMMA(NV)=-1.0
                NU1=NU+1
             41 SPUR1=A(NU,NU)
                SPUR2=SPUR1**2
                DO 42 J=NU1,NV
                T=A(J,J)
                SPUR1=SPUR1+T
             42 SPUR2=SPUR2+T**2+2.*A(J-1,J)*A(J,J-1)
             45 CALL LAG(A,GAMMA,RR,RI,NU,NV,MM,STARTR,STARTI,SPUR1,SPUR2,PRINT,
               1SIZE)
                GO TO 15
             46 S=.5*(A(NU,NU)+A(NV,NV))
                DIS=(.5*(A(NU,NU)-A(NV,NV)))**2+A(NU,NV)*A(NV,NU)
                T=SQRT(ABS(DIS))
                IF(DIS) 50,55,55
             50 RR(NU)=S
                RI(NU)=T
                RR(NV)=S
                RI(NV)=-T
FORTRAN 13.07                                          FRECNAT     04/06/73  18.15.52

                GO TO 65
             55 RR(NU)=S+SIGN(T,S)
                RI(NU)=0.
                RR(NV)=(S**2-DIS)/RR(NU)
                RI(NV)=0.
                GO TO 65
             60 RR(NU)=A(NU,NU)
                RI(NU)=0.
             65 IF(PRINT)70,15,70
             70 WRITE(6,1)(RR(J),J=NU,NV)
                GO TO 15
             75 S=0.
                DO 80 J=1,M
             80 S=S+RR(J)
                IF(PRINT)85,90,85
             85 WRITE(6,2)S
             90 RETURN
              1 FORMAT(19H0 VALOARE PRINCIPALA,5X,2E20.8)
              2 FORMAT(/,29X,27H SUMA VALORILOR PRINCIPALE =E16.8)
                END
FORTRAN 13.07                                          FRECNAT     04/06/73  18.15.52
                SUBROUTINE HESS(A,N,SB,PRINT)
C        C
C        C      REDUCEREA MATRICII A N.N LA FORMA HESSENBERG
C        C      PRIN TRANSFORMARI ELEMENTARE DE SIMILITUDINE
C        C      CU INTERSCHIMBURI. SB VA DEVENI VALOARE
C        C      ABSOLUTA A ELEMENTULUI CEL MAI MARE DIN A
C        C
                DIMENSION A(100,100)
                SB=ABS(N,N))
                N1=N-1
                N2=N-2
              8 DO 29 J=1,N1
                SA=0.
                DO 9 K=1,J
              9 SA=AMAX1(SA,ABS(A(J,K)))
                J1=J+1
                J2=J+2
                S=ABS(A(J,J1))
                L=J1
                NJ1=N-J1
                IF(NJ1)10,10,11
             10 SB=AMAX1(S,SA,ABS(A(N,N-1)),SB)
                IF(S-1.E-8*SA)20,20,23
C        C      GASESTE PIVOTUL IN LINIA J
             11 DO 13 K=J2,N
                T=ABS(A(J,K))
                IF(T-S)13,13,12
             12 L=K
                S=T
             13 CONTINUE
                IF(L-J1) 14,18,14
C        C      SCHIMBA LINIILE SI COLOANELE J+1 SI L
             14 DO 15 K=1,N
                T=A(K,J+1)
                A(K,J+1)=A(K,L)
             15 A(K,L)=T
             16 DO 17 K=1,N
                T=A(J+1,K)
                A(J+1,K)=A(L,K)
             17 A(L,K)=T
             18 SB=AMAX1(S,SA,ABS(A(N,J)),SB)
C        C
C        C      VEZI DACA MATRICEA ESTE REDUSA,ATUNCI
C        C      GASESTE MULTIPLICATORII SI ARANJEAZA LINIA J1
C        C
                IF(S-1.E-8*SA)20,20,21
             20 A(J,J+1)=0.
FORTRAN 13.07                                          FRECNAT     04/06/73  18.17.20

                NJ1=0
                GO TO 23
             21 IF(NJ1)23,23,215
            215 T=A(J,J1)
                DO 22 K=J2,N
             22 A(J,K)=A(J,K)/T
             23 DO 29 I=1,N
                M=MINO(J,I-2)
                S=0.
                IF(NJ1)26,26,24
```

```
      24 DO 25 K=J2,N
      25 S=S+A(K,I)*A(J,K)
      26 IF(M)29,29,27
      27 DO 28 K=1,M
      28 S=S-A(K,I)*A(J1,K+1)
      29 A(J1,I)=A(J1,I)+S
         IF(PRINT)31,32,31
      31 WRITE(6,1)
      32 RETURN
       1 FORMAT(1H0,48X,22HALMOST TRIUNGHIULAR FORM)
         END
FORTRAN 13*07                                          FRECNAT    04/06/73  18.17*20
         SUBROUTINE TRACE(A,N,PRINT)
         DIMENSION A(100,100)
         IF(PRINT)10,30,10
      10 S=0.
         DO 20 J=1,N
      20 S=S+A(J,J)
         WRITE(6,1)S
      30 RETURN
       1 FORMAT(1H0,48X,7HTRACE =E14.8)
         END
FORTRAN 13*07                                          FRECNAT    04/06/73  18.18*03

         SUBROUTINE LAG(A,GA,RR,RI,NU,NV,MM,STR,STI,SP1,SP2,PR,SZ)
         CELE M VALORI PRINCIPALE RR(J)  I= RI(J) ALE
C     C  SUBMATRICII PRINCIPALE (NU,NU) PINA LA (NV,NV) A
C     C  LUI A SINT GASITE PRIN METODA LUI LAGUERRE.
C     C  CAUTAREA LA STR   STI*I. TOTUSI, DACA
C     C  STR ESTE MAI MARE DECIT 1.E35,ATUNCI
C     C  PROGRAMUL PLEACA DE LA RADACINA MODULULUI MAXIM
C     C
         DIMENSION A(100,100),GA(100),RR(100),RI(100),P(6,101),B(6)
         IF(PR) 3,4,3
       3 WRITE(6,2)
       4 SLOW=0.
         NUO=NU-1
         ITS=0
         EGSUM1=0.
         EGSUM2=0.
         CUP=.25*SZ
         CAP=1.E16*SZ**2
         ZZ=CAP
         RNEW=2.
         DO 5 J=2,6
       5 P(J,NU)=0.
C     C
C     C  VALOAREA DE INCEPUT,SAU DATA,SAU ITERATIE INFINIT
C     C
         IF(STR-1.E+35)6,7,7
       6 X=STR
         Y=STI
         GO TO 14
       7 S1R=EGSUM1-SP1
         S2R=SP2-EGSUM2
         F1=NV-NUO
         IF(ABS(S1R)+ABS(S2R)-1.E-8*ZZ)8,8,9
       8 X=CUP
         Y=0.
         GO TO 14
       9 DR=(F1-1.)*(F1*S2R-S1R**2)
         ER=SQRT(ABS(DR))
         IF(DR)10,11,11
      10 X=-S1R/F1
         Y=ER/F1
         GO TO 12
      11 X=-(S1R+SIGN(ER,S1R))/F1
         Y=0.
      12 IF(NUO-NU+ITS) 13,14,14
      13 X=1.76*X
         Y=1.75*Y
FORTRAN 13*07                                          FRECNAT    04/06/73  18.18*03
```

```
C     C
C     C  EVALUAREA POLINOMULUI CARACTERISTIC SI DERIVATELOR
C     C
      14 M=6
         P(1,NU)=1.0
         IO=0
         IF(ABS(Y)-1.E-5*ABS(X))15,19,19
      15 Y=0.
         M=3
         DO 18 J=4,6
      18 B(J)=0.
      19 DO 26 K=NU,NV
         DO 26 L=1,M
         IS=ISIGN(1,3-L)
         L1=L+3*SI
      20 R=-X*P(L,K)+Y*FLOAT(IS)*P(L1,K)-FLOAT(MOD(L-1,3))*P(L-1,K)
         DO 21 J=NU,K
      21 R=R+P(L,J)*A(K,J)
         P(L,K+1)=-R/GA(K)
         IF(OVFL)22,26,22
      22 OVFL=0.
         KP1=K+1
         IO=IO+1
         DO 24 I=NU,KP1
         DO 24 J=1,M
      24 P(J,I)=P(J,I)*1.E-20
         GO TO 20
      26 CONTINUE
      29 R=0.
         DO 30 J=1,M
         B(J)=P(J,NV+1)
      30 R=AMAX1(R,ABS(B(J)))
C     C
C     C  COBOARA DACA ESTE NECESAR
C     C
         IF(R-1.E+18)33,33,31
      31 DO 32 J=1,M
      32 B(J)=B(J)*1.E-22
      33 ITS=ITS+1
         ABZ2=X**2+Y**2
         ZZ=AMAX1(ABZ2,1.E-6*CAP)
         G1=B(1)**2+B(4)**2
         G2=B(2)**2+B(5)**2
         G3=B(3)**2+B(6)**2
         IF(PR)332,34,332
     332 WRITE(6,96)X,Y,G1,G2,IO
C     C
FORTRAN 13*07                                          FRECNAT    04/06/73  18.18*03

C     C  GASESTE CONTRIBUTIILE Q1,Q2 LA S1,S2
C     C
      34 Q1R=0.
         Q1I=0.
         Q2R=0.
         Q2I=0.
         VNEAR=0.
         IF(NUO-NU)40,35,35
      35 DO 38 J=NU,NUO
         DR=RR(J)-X
         DI=RI(J)-Y
         D2=DR**2+DI**2
         IF(D2-1.E-14*ZZ) 36,36,37
      36 VNEAR=1.
         GO TO 41
      37 DR=DR/D2
         DI=-DI/D2
         Q1R=Q1R+DR
         Q1I=Q1I+DI
```

```
                Q2R=Q2R+DR**2-DI**2
             38 Q2I=Q2I+2.*DR*DI
             40 IF(G1-G2*ZZ*1.E-14)41,41,42
             41 MARK=1
                GØ TØ 73
C       C
C       C       GASESTE SI S1 S2 ALE DERIVATELØR LØGARITMICE
C       C       ALE PØLINØMULUI
C       C
             42 IF(Y)44,43,44
             43 T1R=B(2)/B(1)
                T1I=0.
                T2R=B(3)/B(1)
                T2I=0.
                GØ TØ 45
             44 T1R=(B(2)*B(1)+B(5)*B(4))/Q1
                T1I=(B(5)*B(1)-B(2)*B(4))/Q1
                T2R=(B(3)*B(1)+B(6)*B(4))/Q1
                T2I=(B(6)*B(1)-B(3)*B(4))/Q1
             45 S1R=T1R+Q1R
                S1I=T1I+Q1I
                S2R=T1R**2-T1I**2-T2R-Q2R
                S2I=2.*T1R*T1I-T2I-Q2I
C       C
C       C       GASESTE URMATØAREA ITERATIE CU LAGUERRE
C       C
                MARK=2
             46 G=NV-NUQ
FØRTRAN 13*07                                         FRECNAT    04/06/73  18.18.03

             47 IF(G-2.)53,53,48
             48 IF(ITS-1)51,51,49
             49 IF(Y-ABS(DELX)-ABS (DELY))51,51,50
             50 S1I=S1I+.5/Y
                S2R=S2R+.25/Y**2
                G=G-1.
             51 IF(SLØW)53,53,52
             52 H=.5*(G-2.)
                GØ TØ 54
             53 H=G-1.
             54 DR=H*(G*S2R-S1R**2+S1I**2)
                DI=H*(G*S2I-2.*S1R*S1I)
                IF(DI)56,55,56
             55 T=SQRT (ABS (DR))
                S=AMAX1(0.,SIGN (1.,DR))
                ER=T*S
                EI=T*(1.-S)
                GØ TØ 57
             56 CALL CXSQRT(DR,DI,ER,EI)
             57 IF(S1R*S1I*EI)58,59,59
             58 ER=-ER
                EI=-EI
             59 DR=S1R+ER
                DI=S1I+EI
                D2=DR**2+DI**2
                DELX=-G*DR/D2
                X=X+DELX
                DELY=G*DI/D2
                Y=Y+DELY
                DELNEW=DELX**2+DELY**2
                ABZ2=X**2+Y**2
                ZZ=AMAX1(ABZ2,1.E-6*CA5)
                IF(ITS-4)70,65,60
             60 IF(DELNEW-1.E-12*ZZ)70,70,61
C       C
C       C       TEST     PENTRU CICLU
C       C
             61 IF((ØLDELX+DELX)**2+(ØLDELY+DELY)**2-.11*DELØLD) 62,65,65
```

```
             62 IF(SLØW)63,63,65
             63 IF(ØNCE)64,64,65
             64 ØNCE=1.
                DELØLD=SZ*FLØAT (NV-NU)
                RØLD=SZ
                GØ TØ 7
C       C
C       C       TEST PENTRU CONVERGENTA LINIARA
C       C
FØRTRAN 13*07                                         FRECNAT    04/06/73  18.18.03

             65 RNEW=DELNEW/DELØLD
                IF(RNEW-.6*RØLD)70,66,66
             66 MARK=3
                IF(SLØW)67,67,69
             67 IF(G-3.)71,71,68
             68 X=X-DELX
                Y=Y-DELY
                SLØW=1.
                GØ TØ 47
             69 SLØW=0.
                GØ TØ 71
C       C       TEST PENTRU O VALØARE PRINCIPALA
             70 IF(DELNEW-1.E-7*ZZ)73,73,71
             71 ØNCE=0.
             72 DELØLD=DELNEW
                RØLD=RNEW
                ØLDEX=DELX
                ØLDELY=DELY
                IF(ITS-15)14,14,77
C       C
C       C       EXISTA APRØXIMAREA UNUI ZERØ REAL
C       C
             73 SLØW=0.
                IF(Y)74,77,74
             74 IF(G2*Y**2-G1)75,77,77
             75 IF(ØNCE) 76,76,77
             76 ØNCE=1.
                Y=0.
                GØ TØ 72
C       C
C       C       ACCEPTA X  I*Y CA O VALØARE PRINCIPALA
C       C
             77 NUQ=NUQ+1
                IF(ABZ2-1.E-12*CAP)78,79,79
             78 X=0
                Y=0
             79 RR(NUQ)=X
                IF(ABS(Y)-1.E-6*ABS(X))80,80,81
             80 Y=0
             81 IF(NUQ-NU)83,83,82
             82 IF(RI(NUQ-1))83,83,84
             83 Y=ABS(Y)
                GØ TØ 85
             84 IF((X-RR(NUQ-1))**2+(ABS(Y)-RI(NUQ-1))**2-1.E-3*ZZ)845,845,83
            845 RR(NUQ-1)=X
                Y=-ABS(Y)
                RI(NUQ-1)=-Y
FØRTRAN 13*07                                         FRECNAT    04/06/73  18.18.03

             85 RI(NUQ)=Y
                IF(PR)86,87,86
             86 WRITE(6,1)RR(NUQ),RI(NUQ),ITS,MARK
             87 ITS=0
                REW=2.
```

```
      CAP=AMAX1(AB42,CAP)
      EGSUM1=EGSUM1+X
      EGSUM2=EGSUM2+X**2-Y**2
      IF(NUO-MM)88,95,95
   88 IF(Y)90,91,89
   89 Y=-Y
      GO TO 14
   90 RI(NUO-1)=ABS(Y)
C     C
C     C  IA UN PAS NEWTON DE LA X  I*Y LA URMATOAREA
C     C  RADACINA
C     C
   91 ONCE=0.
      IF(NV-NUO-3)7,7,92
   92 IF(VNEAR)925,925,7
  925 IF((Q1R**2+Q1I**2)*ZZ-T*E*K)93,7,7
   93 DR=B(3)+2.*(B(2)*Q1R-B(5)*Q1I)
      DI=B(6)+2.*(B(2)*Q1I+B(5)*Q1R)
      D2=DR**2+DI**2
      IF(D2)7,7,94
   94 X=X-2.*(DR*B(2)+DI*B(5))/D2
      Y=ABS(Y-2.*(DR*B(5)-DI*B(2))/D2)
      IF(X**2+Y**2-4.*CAP)14,14,7
   95 RETURN
    1 FORMAT(18H0 VALOARE PRINCIPALA8X,2E20.8,12X,I3,17H ITERATII,TEST
     1I1//)
   96 FORMAT(8H0ITERATE20X,E15.8,5X,E15.8,8X,3E15.7,I4)
    2 FORMAT(1H0 50X,19H ITERATII LAGUERRE //31X,10HPARTE REALA9X,11HPAR
     1TE IMAG.8X,4HP**2,10X,6HP'**2,10X,6HP''**2,3X,4H0VFL )
      END

FORTRAN 13*07                                    FRECNAT    04/06/73  18.18.03
.        COMPILE FORTRAN

FORTRAN 13*07                                    FRECNAT    04/06/73  18.18.36

      SUBROUTINE CXSQRT(A,B,X,Y)
      F=AMAX1(ABS(A),ABS(B))
      F=F*SQRT((A/F)**2+(B/F)**2)
      IF(A)1,1,2
    1 Y=SQRT((F-A)*.5)
      X=.5*B/Y
      IF(X)4,3,3
    4 X=-X
      Y=-Y
      GO TO 3
    2 X=SQRT((F+A)*.5)
      Y=.5*B/X
    3 RETURN
      END

FORTRAN 13*07                                    FRECNAT    04/06/73  18.18.36
```

ANEXA D

PROGRAM APL PENTRU DETERMINAREA FRECVENŢELOR NATURALE ALE UNEI REŢELE

D.1 Exemple de utilizare a programului

D.2 Programul

Referinţe bibliografice

D

Program APL pentru determinarea frecvențelor naturale ale unei rețele[1)]

D.1. EXEMPLE DE UTILIZARE A PROGRAMULUI

Următoarele exemple ilustrează trei moduri în care datele de intrare pot fi introduse în acest program. În fiecare caz, se dă o reproducere a materialului de intrare și ieșire în consola calcululatorului. Determinatul utilizat în primele trei exemple este cel din § 15.1.2.

În prima metodă, aplicabilă la rețelele *RC*, utilizatorul bate NATFREQS. Calculatorul răspunde cu instrucțiuni, după cum se arată. Simbolul S11 înseamnă partea capacitivă a lui y în determinant; R11 indică partea reală a lui y , adică, conductanța. Datele sînt introduse în calculator ca o serie de numere : coeficienții complecși ai determinantului, adică partea capacitivă, mai întîi, apoi, conductanța. După ce datele de intrare au fost introduse, se începe o nouă linie și se bate E. Calculatorul va calcula, atunci, frecvențele naturale.

Cea de a doua metodă este identică cu prima, cu diferența că, bătînd NATFREQS 10, calculatorul trece direct la partea de intrare a programului anterior, fără a mai da instrucțiuni.

În cea de-a treia metodă de introducere a datelor în calculator, utilizatorul își formează el însuși determinantul. Pentru rețelele *RC* datele formează două matrici. Prima matrice $n \times n$ conține toți termenii capacitivi ai determinantului ; cea de-a doua matrice $n \times n$ conține toți termenii conductivi. Pentru a forma această rețea, utilizăm comanda în APL. Utilizatorul bate întîi, în formă vectorială, toate părțile capacitive ale

1) Acest program este reprodus după original.

fiecărui termen din determinant, rînd cu rînd, urmate de toți termenii conductivi. În exemplu de mai jos, aceasta s-a realizat cu doi vectori. Pentru rețele mai mari vor fi necesari mai mulți vectori. Acești vectori vor fi apoi aranjați într-o rețea de două plane, n coloane și n linii, cu ajutorul comenzii ce se aplică vectorilor definiți mai sus. În exemplul dat, rețeaua astfel formată a fost numită VV. Pentru a verifica exactitatea introducerii datelor, utilizatorul solicită o imprimare a rețelei, bătînd VV. (Rețeaua rezultată trebuie să fie comparată cu determinantul original dat de ecuația 15.7.). Pentru a găsi frecvențele naturale, se bate NATFREQ VV.

Pentru rețelele care conțin atît inductanțe, cît și capacități și rezistențe, este necesar a se urma o procedură oarecum diferită. Formăm o rețea cu trei plane, nu cu două, o matrice capacitivă $n \times n$, o matrice conductivă $n \times n$ (ca mai sus) și, o a treia matrice $n \times n$, conținînd termenii inductivi (în unități 1/μH). Dacă cerem această rețea *RLC*, $3 \times n \times n$, frecvențele naturale pot fi găsite chemînd NATFREQSONEOVERS RLC.

REFERINȚE BIBLIOGRAFICE

D. 1 A. D. Falkoff and K.E- Iverson, *APL/360 Uper's Manual*, IBM, Thomas I. Watson Rescarch Center, 1968
D.2 P. Berry, *APL/360 Primer*, IBM Corparation, 1969

```
      NATFREQS ⍳0
TYPE IN MATRIX AS A VECTOR S11 R11 S12 R12 S13 R13 ETC. YOU MAY CARRIAGE RETURN.
VECTOR WILL CATENATE.  WHEN FINISHED, CARRIAGE RETURN, TYPE 'E' AND CARRIAGE RETURN.
⎕:
      105 8.55 ¯5 0 0 0 0 0 ¯5 400 105 404 ¯100 ¯404 0 0
⎕:
      0 0 ¯100 ¯4 105 54 ¯5 0 0 0 0 ¯400 ¯5 400 5 5
⎕:
      'E'
REAL          IMAGINARY

 ¯0.08061157158    0
 ¯0.6435666794     0
 ¯4.04630002       0
¯16.45502173       0


      ⍝ VECTOR INPUT WITHOUT INSTRUCTIONS

      NATFREQS ⍳1
⎕:
      105 8.55 ¯5 0 0 0 0 0 ¯5 400 105 404 ¯100 ¯404 0 0
⎕:
      0 0 ¯100 ¯4 105 54 ¯5 0 0 0 0 ¯400 ¯5 400 5 5
⎕:
      'E'
REAL          IMAGINARY

 ¯0.08061157158    0
 ¯0.6435666794     0
 ¯4.04630002       0
¯16.45502173       0

      ⍝ DIRECT MATRIX INPUT

      V1←105 ¯5 0 0 ¯5 105 ¯100 0 0 ¯100 105 ¯5 0 0 ¯5 5

      V2←8.55 0 0 0 400 404 ¯404 0 0 ¯4 54 0 0 ¯400 400 5
      VV←2 4 4⍴V1,V2
      VV

 105          ¯5          0        0
  ¯5         105       ¯100        0
   0        ¯100        105       ¯5
   0           0         ¯5        5

   8.55        0          0        0
 400         404       ¯404        0
   0          ¯4         54        0
   0        ¯400        400        5
      NATFREQS VV
REAL          IMAGINARY

 ¯0.08061157158    0
 ¯0.6435666794     0
 ¯4.04630002       0
¯16.45502173       0


      ⍝ INPUT METHOD FOR RLC NETWORKS

      V←2 0 0 0 3 ¯2 ¯2 2 0 0 0 .5
      RLC←3 2 2⍴V
      RLC

  2           0
  0           0

  3          ¯2
 ¯2           2

  0           0
  0           0.5
      NATFREQS ONEOVERS RLC
REAL          IMAGINARY

 ¯0.375       ¯0.4841229183
 ¯0.375        0.4841229183
```

```
      ∇NATFREQS[⎕]∇
    ∇ Z←NATFREQS M;MT;N;K;NEWS;I;GOTO
[1]    →(L10,L11,L9,L3)[1++/(+/⍴M)≥⍳3]
[2]    L9:M←TYPIN
[3]    →L3
[4]    L10:'TYPE IN MATRIX AS A VECTOR S11 R11 S12 R12 S13 R13 ETC. YOU MAY CARRIAGE RETURN.'
[5]    'VECTOR WILL CATENATE.  WHEN FINISHED, CARRIAGE RETURN, TYPE ''E'' AND CARRIAGE RETURN.'
[6]    L11:M←⍳0
[7]    L6:MT←⎕
[8]    →L5×⍳∧/MT='E'
[9]    M←M,MT
[10]   →L6
[11]   L5:N←⌊(⌈0.5×⍴M)*0.5
[12]   M←M← 2 3 1 ⍉(N,N,2)⍴M
[13]   L3:GOTO←N←(⍴M)[2]
[14]   K←1
[15]   REDUCE2
[16]   →L1×⍳0=GOTO←N-NEWS←I
[17]   M←⍉⌽[2]⌽[3]M
[18]   K←2
[19]   REDUCE2
[20]   →L2×⍳GOTO≠I
[21]   M←(⌽⌽[2]⌽[3]M)[;⍳NEWS;⍳NEWS]
[22]   →L3
[23]   L1:→L4×⍳N=0
[24]   'REAL          IMAGINARY'
[25]   M←M
[26]   Z←LAG POLYNOMIAL-FRAME-M[2;;]
[27]   →0
[28]   L2:'MATRIX IS DEGENERATE'
[29]   L4:'NO NATURAL FREQUENCIES'
[30]   Z←⍳0
    ∇
```

```
    ∇ R←LAG PF;P;N;OK;X;DS1;RS;CS;DS;B;D;NMIS;NUM1;T;H;FS;CT;CS1;DS2;J
[1]    CT←1E¯10
[2]    P←((2,⍴PP)⍴PP,0×PP)÷1
[3]    R←⍳0
[4]    LAG6:NMIS←(-NMIS)+NUM1←N×NMIS←¯1+N←(⍴P)[2]
[5]    →LAG8×⍳N<2
[6]    OK←0
[7]    X←P[;2]
[8]    LAG3:DS1←RS←CS←DS← 0 0
[9]    B←⍳0
[10]   T←CX X
[11]   J←1
[12]   →LAG2
[13]   LAG1:B←B,RS
[14]   LAG2:RS←P[;J]+T+.×RS
[15]   CS←RS+T+.×CS1←CS
[16]   DS2←DS1
[17]   DS←CS+T+.×DS1←DS
[18]   →LAG1×⍳N≥J←J+1
[19]   B← 2 1 ⍉((N-1),2)⍴B
[20]   →LAG5×⍳|OK
[21]   H←(NMIS×(CX CS1)+.×CS1)-NUM1×(FS←CX RS)+.×2×DS2
[22]   T←¯1+2×CS1[1]>0
[23]   D←CS1+T×SQRT H
[24]   D←N×FS+.× 1 ¯1 ×D÷+/D×D
[25]   X←X-D
[26]   →LAG3×⍳CT≤+/D×D
[27]   OK←1
[28]   →LAG3
[29]   LAG5:R←R,X
[30]   P←B
[31]   →LAG6×⍳0=|X[2]
[32]   →LAG7×⍳0<OK←-OK
[33]   X← 1 ¯1 ×X
[34]   N←N-1
[35]   →LAG3
[36]   LAG7:P← 1 0 \[1]1 0 /[1]B
[37]   →LAG6
[38]   LAG8:R←((0.5×⍴R),2)⍴R
    ∇
```

```
    ∇ Z←SQRT M;C;T;R1
[1]   Z←(T*0.5)×(1,C÷1C←M[2])×(C×1E¯14<C←0.5×(1-C),1+C←-M[1]÷T←Z×(+/R1×R1←M÷T←⌈/|M)*0.5)*0.5
    ∇

    ∇ZSRT[⎕]∇
    ∇ R←ZSRT X;I;J;K
[1]   R←(ρX)ρ0
[2]   J←1
[3]   I←X[;1]⍳⌊/X[;1]
[4]   R[J;]←X[I;]
[5]   X←(I≠⍳(ρX)[1])/[1]X
[6]   J←J+1
[7]   →(0≠(ρX)[1])/3
    ∇


    ∇ REDUCE2;MT;X;Y;SV;MAX;XMT
[1]   I←0
[2]   L8:MT←|M[K;I+⍳N-I;I+⍳GOTO-I]
[3]   →0×⍳0=MAX←⌈/⌈/MT
[4]   X←I+XMT←(⌈/[2]MT)⍳MAX
[5]   Y←I+MT[XMT;]⍳MAX
[6]   I←I+1
[7]   M[;I,X;]←M[;X,I;]
[8]   M[;;I,Y]←M[;;Y,I]
[9]   M[;I;]←M[;I;]÷M[K;I;I]
[10]  SV←M
[11]  M←M-(2 3 1 ⍉(M[K;;I]×~I=⍳(ρM)[2])∘.×(2 1 ⍉M[;I;]))
[12]  M[K;;I]←I=⍳(ρM)[2]
[13]  M←M×(|M)>|SV×1E¯11
[14]  →L8×⍳I<GOTO
    ∇

    ∇CX[⎕]∇
    ∇ Z←CX R
[1]   Z← 2 2 ρ(1 ¯1 ×R),⌽R
    ∇

    ∇FRAME[⎕]∇
    ∇ R←FRAME A;I;J;K;N;TR
[1]   N←⌊/ρA
[2]   J←I←(⍳N)∘.=⍳N
[3]   R←K←1
[4]   J←J-I×TR←(+/ 1 1 ⍉J←A+.×J)÷K
[5]   R←R,-TR
[6]   →(N≥K←K+1)/4
    ∇



    ∇MODNATFREQS[⎕]∇
    ∇ Z←MODNATFREQS M;SUM;SUMSQS;V1;E1;E2;E3;E4
[1]   Z←NATFREQS M
[2]   Z
[3]   →0×⍳0=+/ρZ
[4]   V1←+/Z×Z
[5]   ''
[6]   'SUM OF OPEN CIRCUIT TIME CONSTANTS'
[7]   ⎕←SUM←-+/Z[;1]÷V1
[8]   ''
[9]   'ω(.707)~'
[10]  ⎕←E1←(×/(-/Z×Z)÷V1×V1)*-0.5
[11]  ''
[12]  'F(.707)~'
[13]  E1÷6.283185307000004
[14]  Z←⍳0
    ∇

    ∇ONEOVERS[⎕]∇
    ∇ Z←ONEOVERS M;U;MT;I1;J1;D;LI;JI;LJ;UI;UJ;IS;JS;IDENT;E1;E2;E3;E4
[1]   U←∨/[1]0≠M[3;;]
[2]   MT←U/[2]M[3;;]
[3]   I1←(ρM)[2]
[4]   J1←(ρM)[3]
[5]   D←+/U
[6]   LI←I1+D
[7]   LJ←J1+D
[8]   UI←(1+0×⍳I1),0×⍳D
[9]   UJ←(1+0×⍳J1),0×⍳D
[10]  M←UJ\[3]UI\[2]M[1 2 ;;]
[11]  M[2;⍳I1;J1+⍳D]←MT
[12]  IDENT←(⍳D)∘.=⍳D
[13]  M[1;I1+⍳D;J1+⍳D]←-IDENT
[14]  M[2;I1+⍳D;⍳J1]←U\IDENT
[15]  Z←M
    ∇
```

ANEXA E

REZOLVAREA PROBLEMELOR

E

Rezolvarea problemelor

PROBLEME LA CAP. 1

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.2

Dreapta de sarcină are intersecțiile cu axele:

$$v_{DS} = V_B = 8\ \text{V}$$

$$i_D = \frac{V_B}{R_L} = 2{,}7\text{m A}.$$

Dreapta de sarcină intersectează curba $v_{GS} = 4$ V în punctul cu coordonatele:

$$v_{DS} \approx 3{,}3\ \text{V}$$

$$i_D \approx 1{,}6\ \text{m A}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.3

Circuitul a. Dreapta de sarcină este orizontală și intersectează axa i_D la 1 mA. Punctul de intersecție cu curba $v_{GS} = 4$ V are coordonatele:

$$v_{DS} = 1{,}2\ \text{V}$$

$$i_D = 1\ \text{mA}.$$

Circuitul b. Valoarea tensiunii v_{DS}, cînd $i_D = 0$, este

$$v_{DS} = \frac{7{,}5}{7{,}5 + 2{,}5} \times 10 = 7{,}5\text{V}.$$

Valoarea curentului i_D cînd $v_{DS} = 0$ este

$$i_D = \frac{10}{2{,}5} = 4\ \text{mA}.$$

Acestea sînt intersecțiile dreptei de sarcină cu axele. Punctul de funcționare (pentru $v_{GS} = 4$ V) este

$$v_{DS} \approx 4{,}5\ \text{V}$$

$$i_D \approx 1{,}6\ \text{mA}.$$

Circuitul c. Dreapta de sarcină intersectează axele la

$$v_{DS} = 10\ \text{V}$$

$$i_D = \frac{10}{2 + 1} \approx 3{,}3\text{mA}.$$

Punctul de funcționare (pentru $v_{GS} = 4$ V) este:

$$v_{DS} = 5{,}2\ \text{V}$$

$$i_D = 1{,}6\ \text{mA}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.4

Se trasează pe caracteristicile de ieșire curba care exprimă v_{GS} în funcție de i_D, pentru o anumită valoare a lui v_I. Relația este

$$v_{GS} = v_I - i_D R_s$$

unde R_s este rezistența sursei (1 kΩ). De observat că această curbă *nu* este o dreaptă în planul v_{DS}, i_D. Curba intersectează dreapta de sarcină determinată la problema P.1.3.c (pentru $v_I = 6$ V) la:

$$v_{DS} \approx 5\ \text{V}$$

$$i_D \approx 1{,}8\ \text{mA}$$

$$v_{GS} \approx 4{,}2\ \text{V}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.7

În general,

$$g_m = \left.\frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}}\right|_{v_{DS}\ \text{constant}}$$

$$g_0 = \left.\frac{\Delta i_D}{\Delta v_{DS}}\right|_{v_{GS}\ \text{constant}}.$$

Utilizînd curbele din fig. 1.8:

1) La $v_{DS} = 2$ V, $v_{GS} = 4$ V,

$$g_m \approx \frac{0{,}5\ \text{mA}}{1\ \text{V}} = 0{,}5\ \text{mS}$$

$$g_0 \approx \frac{0{,}7\ \text{mA}}{2\ \text{V}} = 0{,}35\ \text{mS}.$$

(2) La $v_{DS} = 8$ V, $v_{GS} = 5$ V,

$$g_m \approx \frac{1 \text{ mA}}{1 \text{ V}} = 1 \text{ mS}.$$

$$g_0 \approx 0$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.9

Modelul liniar de semnal mic pentru circuitul din fig. 1.20 este:

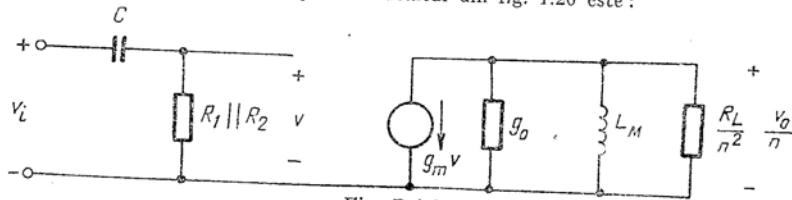


Fig. P.1.9

Neglijînd căderea de tensiune la bornele condensatorului C şi curentul prin L_m, raportul de transfer în tensiune la semnal mic este (pentru $v = v_i$):

$$\frac{(v_0/n)}{v_i} = -g_m \left(\frac{R_L}{n^2} \middle\| \frac{1}{g_0}\right)$$

sau:

$$\frac{v_0}{v_i} = -ng_m \left(\frac{R_L}{n^2} \middle\| \frac{1}{g_0}\right)$$

dacă $g_0 \ll n^2/R_L$.

$$\frac{v_0}{v_i} = -\frac{g_m R_L}{n}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.11

Prima ecuaţie arată că i_i depinde numai de tensiunea v_i, care este definită la borna prin care trece i_i. Astfel, această primă relaţie poate fi reprezentată printr-o reţea liniară între bornele *1* şi *2*, ca în fig. P. 1.11.1. Forma ecuaţiei indică o conexiune derivaţie (curenţii se adună), iar elementele folosite sînt conductanţa ($i \sim v$) şi capacitatea ($i \sim dv/dt$).

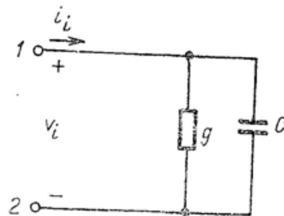


Fig. P. 1.11.1

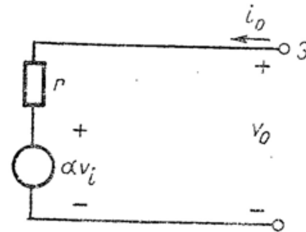


Fig. P. 1.11.2

A doua ecuaţie pune în evidenţă faptul că tensiunea v_o are două componente. Una este proporţională cu i_o şi poate fi reprezentată printr-o rezistenţă, cealaltă este proporţională cu v_i şi necesită o sursă comandată de tensiune (fig. P. 1.11.2).

Modelul complet este cel prezentat în fig. P. 1.11.3.

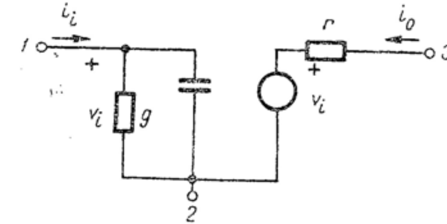


Fig. P. 1.11.3

PROBLEME LA CAP. 2

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.1

Legea lui Gauss se exprimă prin relaţia

$$\int \mathcal{E}_n \, dS = \frac{Q}{\varepsilon},$$

iar legea conservării sarcinii:

$$\int J_n \, dS = -\frac{dQ}{dt}.$$

Dar $J_n = \sigma \mathcal{E}_n$, unde σ este conductivitatea electrică, deci:

$$\int J_n \, dS = \sigma \int \mathcal{E}_n \, dS, \text{ sau}$$

$$-\frac{dQ}{dt} = \frac{\sigma}{\varepsilon} Q.$$

Ecuaţia diferenţială liniară de ordinul întîi are soluţia:

$$Q(t) = Q(0) e^{-t/\tau_d} \quad \text{unde } \tau_d = \frac{\varepsilon}{\sigma}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.2

a) Pentru descrierea procesului de conducţie în materialele semiconductoare se definesc, mai întîi *electronul*, sau *electronul de conducţie*, ca fiind un electron de valenţă care nu intră în structura legăturii covalente, şi golul, ca o particulă fictivă încărcată pozitiv, utilizată pentru descrierea procesului de deplasare a unei structuri incomplete de legătură

covalentă. Recombinarea unei perechi gol-electron este procesul prin care un electron de conducţie completează o legătură covalentă cu structură incompletă. Generarea termică este procesul opus — se creează o pereche gol-electron prin „ruperea" unei legături de valenţă. Evident, aceste procese sînt conservative în ceea ce priveşte *masa* şi *sarcina tuturor electronilor* (atît cei din legăturile de valenţă cît şi cei care sînt „liberi").

b) Descrierea mişcării tuturor tipurilor de electroni de valenţă se poate face simplu cu ajutorul golurilor. De exemplu, deplasarea unei structuri incomplete poate fi privită ca deplasarea unei sarcini pozitive fictive (asociată cu defectul respectiv), chiar dacă, în realitate, procesul constă în deplasarea *electronilor de valenţă* din legătură în legătură (ceea ce, evident, duce la deplasarea defectului). Acest proces implică numai deplasarea electronilor de valenţă din legătură în legătură, fără a putea dobîndi energia necesară pentru a deveni „liberi" (electroni de conducţie). Prin urmare, mişcarea golurilor este un proces independent de electronii de conducţie, electroni care nu intră în structura legăturii.

c) Un atom de impuritate de tip *acceptor* are o sarcină nucleară cu o unitate mai mică decît aceea a atomului gazdă; el are, de asemenea, un electron de valenţă mai puţin. Făcînd parte din cristalul semiconductor, nu poate completa structura unei legături locale, deoarece are unul sau mai mulţi electroni de valenţă. Impuritatea acceptoare se numeşte *ionizată*, atunci cînd defectul de legătură, pe care îl procură cristalului, se eliberează şi se poate deplasa. Rezultatul acestui proces constă în formarea atît a unui gol mobil, cît şi a unei sarcini negative imobile; aceasta din urmă rezultă din excesul de sarcini de valenţă faţă de sarcinile nucleare, în vecinătatea impurităţii. Astfel, cînd un acceptor se ionizează, se păstrează neutralitatea şi se produce un gol.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.3

Electronii de conducţie iau naştere prin două procese:

(*1*) Ionizarea impurităţilor donoare; aceasta produce N_d electroni pe unitatea de volum.

(*2*) „Ruperea" legăturilor covalente. Dacă numărul total de electroni pe unitatea de volum este n, numărul de electroni care iau naştere prin acest proces va fi $n - N_d$.

Similar, golurile sînt produse prin:

(*1*) Ionizarea impurităţilor acceptoare; se produc astfel N_a goluri pe unitatea de volum.

(*2*) Ruperea legăturilor covalente. Dacă numărul total de goluri pe unitatea de volum este p, numărul de goluri care iau naştere prin acest proces trebuie să fie $p - N_a$.

Dacă purtătorii de sarcină sînt uniform distribuiţi, concentraţiile pe unitatea de volum (n şi p) sînt independente de poziţie. Deci, numărul de goluri produse prin ruperea legăturii, trebuie să fie egal, *în orice punct*, cu numărul de electroni care iau naştere prin acelaşi procedeu. Astfel:

$$n - N_d = p - N_a$$

sau,

$$n - p = N_d - N_a.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.4

(*a*) Întrucît $N_a \gg n_i$, materialul este extrinsec (de tipul p) şi concentraţiile de purtători pot fi aproximate prin:

$$p \approx N_a = 2 \times 10^{14}\ \mathrm{cm^{-3}};$$

$$n \approx \frac{n_i^2}{n} = 5 \times 10^5\ \mathrm{cm^{-3}}.$$

(*b*) Acum $n_i \gg N_a$. Deci, materialul este intrinsec şi

$$n \approx p \approx n_i = 3 \times 10^{15}\ \mathrm{cm^{-3}}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P 2.5

(*a*) Aluminiul are valenţa 3 şi este o impuritate acceptoare. Întrucît $N_a \gg n_i$, avem:

$$p \approx N_a = 5 \times 10^{16}\ \mathrm{cm^{-3}};$$

$$n \approx \frac{n_i^2}{N_a} = 8 \times 10^9\ \mathrm{cm^{-3}}.$$

(*b*) Concentraţia de purtători minoritari creşte cu 1% din concentraţia purtătorilor majoritari cînd

$$n \approx 5 \cdot 10^{14}\ \mathrm{cm^3}.$$

Aceasta corespunde la $n_i^2 = 2{,}5 \cdot 10^{31}\ \mathrm{cm^{-3}}$, ceea ce corespunde unei creşteri de:

$$\frac{2{,}5 \cdot 10^{31}}{4 \cdot 10^{26}} \approx 6 \times 10^4.$$

Dependenţa aproximativă a lui n_i^2 de temperatură este

$$\frac{n_i^2(T)}{n_i^2(T_0)} = e^{0{,}12(T - T_0)}$$

sau

$$6 \cdot 10^4 = e^{0{,}12(T - T_0)}$$

$$0{,}12(T - T_0) = 8{,}7$$

$$T - T_0 = 72\ \mathrm{K} \quad T \approx 370\ \mathrm{K}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.6

$$n_0 = 2 \cdot 10^{13}\ \mathrm{cm^{-3}}$$

$$p_0 = 10^{14}\ \mathrm{cm^{-3}}$$

(*a*) $N = n_0 - p_0 = -8 \cdot 10^{13}\ \mathrm{cm^{-3}}$

(*b*) N este negativ, deci, materialul este de tipul p.

(*c*) $n_i^2 = n_0 p_0 = 2 \cdot 10^{27}$

$n_i \approx 4{,}5 \cdot 10^{13}\ \mathrm{cm^{-3}}$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.7

La echilibru, concentrațiile de purtători satisfac următoarele două relații:

$$n - p = N_d - N_a = N \tag{1}$$

$$np = n_i^2. \tag{2}$$

(*a*) Rezolvind sistemul format de ecuațiile (1) și (2) se obține:

$$n = \frac{N}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2};$$

$$p = -\frac{N}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}.$$

Deoarece radicalul are totdeauna o valoare mai mare decît $|N/2|$, se va considera numai semnul plus; semnul minus conduce la valori negative pentru n și p, ceea ce este lipsit de semnificație fizică:

$$n = \frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}$$

$$p = -\frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}.$$

(*b*) Într-un material de tipul n este evident că $N>0$; dacă N/n_i este mare, se poate scrie:

$$\sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2} = \frac{|N|}{2}\sqrt{1+\left(\frac{2n_i}{N}\right)^2} \approx \frac{|N|}{2}\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{2n_i}{N}\right)^2\right] = \frac{|N|}{2} + \frac{n_i^2}{|N|}.$$

Astfel,

$$\left.\begin{aligned} n &= N + \frac{n_i^2}{N} \\ p &= \frac{n_i^2}{N}. \end{aligned}\right\} \text{pentru } N \gg n_i$$

(*c*) Într-un material de tip p, $N < 0$; dacă $|N|/n_i$ este mare, atunci radicalul se aproximează la fel ca în cazul precedent, și rezultă:

$$n \approx \frac{-|N|}{2} + \frac{|N|}{2} + \frac{n_i^2}{|N|} = \frac{n_i^2}{|N|}, \qquad p \approx |N| + \frac{n_i^2}{|N|}$$

sau, echivalent:

$$\left.\begin{aligned} n &\approx \frac{n_i^2}{(-N)} \\ p &\approx (-N) + \frac{n_i^2}{(-N)} \end{aligned}\right\} \text{pentru } (-N) \gg n_i.$$

(*d*) Utilizînd dezvoltarea în serie Taylor, se obține:

$$\frac{|N|}{2}\sqrt{1+\left(\frac{2n_i}{N}\right)^2} = \frac{|N|}{2}\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{2n_i}{|N|}\right)^2 - \frac{1}{8}\left(\frac{2n_i}{|N|}\right)^4 + \dots\right] =$$

$$= \frac{|N|}{2} + \frac{n_i^2}{|N|} - \frac{n_i^2}{|N|}\left(\frac{n_i}{|N|}\right)^2 + \dots$$

Aproximațiile făcute la punctele (b) și (c) conduc la estimarea eronată a concentrației de purtători minoritari (în special cînd $|N|/n_i$ este mai mic). Trebuie determinată valoarea lui $n_i/|N|$ pentru care:

$$\frac{n_i^2}{|N|}\left(\frac{n_i}{|N|}\right)^2 = 0{,}05\,\frac{n_i^2}{|N|}$$

sau

$$\left(\frac{n_i}{|N|}\right)^2 = 0{,}05 \text{ sau } \frac{n_i}{|N|} = \sqrt{\frac{1}{20}}.$$

Eroarea este mai mică decît 5% dacă $|N| > 2\sqrt{5}\, n_i \approx 4{,}5\, n_i$.

(*e*) Evident, concentrațiile de purtători majoritari pot fi aproximate cu N sau $-N$ cu o eroare mai mică de 1% dacă

$$|N| > 10\, n_i.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.8

(a) Ştiind că $N = N_d = N_a = 5.10^{14}$ cm^{-3} este mult mai mare decît n_i, se pot utiliza rezultatele obţinute la problema P. 2.7, punctul (b):

$$n = N + \frac{n_i^2}{N} \approx 5 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$$

$$p = \frac{n_i^2}{N} \approx 8 \cdot 10^{11} \text{ cm}^{-3}.$$

(b) Din cele arătate la problema P. 2.7 punctul (a) rezultă

$$n = \frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2} =$$

$$= n_i \left[\frac{25 - x}{2} + \sqrt{1 + \left(\frac{25 - x}{2}\right)^2}\right] \text{ unde } x = \frac{N_a}{n_i}.$$

Pentru a obţine o trasare cît mai uşoară a curbei această relaţie se poate aproxima prin expresii mai simple, valabile în regiuni mai restrînse ale domeniului de variaţie a lui x

$$n \approx \begin{cases} N_d & \text{dacă } x < 2{,}5 \\ n_i\left(1 + \frac{25 - x}{2}\right) & \text{dacă } x = 25 \\ \frac{n_i}{x - 25} & \text{dacă } x > 50 \\ \frac{n_i}{x} & \text{dacă } x > 250 \end{cases}$$

după cum se poate vedea din figura P.2.8.1

Din expresia $np = n_i^2$ rezultă că

$$\ln p - \ln n_i = \ln n_i - \ln n.$$

Deci, la scala logaritmică, curbele care reprezintă concentraţia de goluri şi de electroni sînt simetrice faţă de orizontala dusă prin punctul care marchează concentraţia intrinsecă (n_i) pe axa ordonatelor.

Din grafic rezultă că, pentru $|x - 25| \gg 0$, concentraţiile n şi p sînt foarte diferite de n_i, în timp ce, pentru $x = 25$, n este egal cu p şi egal cu n_i. De aceea, considerind conductivitatea, $q(n\mu_e + p\mu_h)$, ca o funcţie de x, aceasta va atinge un minim pentru o valoare a lui x aflată în vecinătatea lui 25.

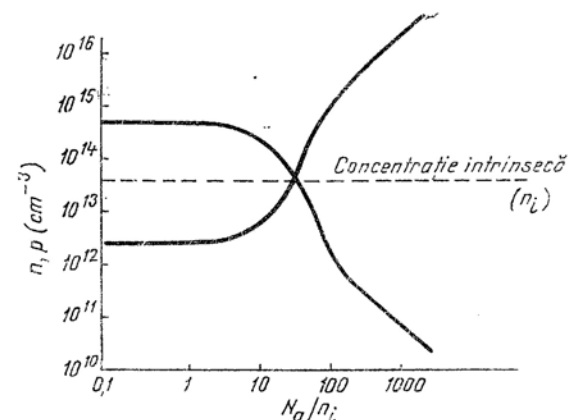
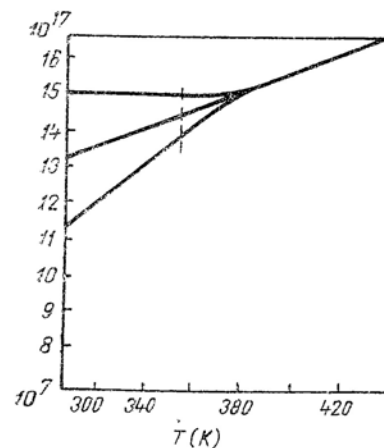


Fig. P.2.8.1

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.9

(a) Exponenţialele devin linii drepte în coordonate semilogaritmice



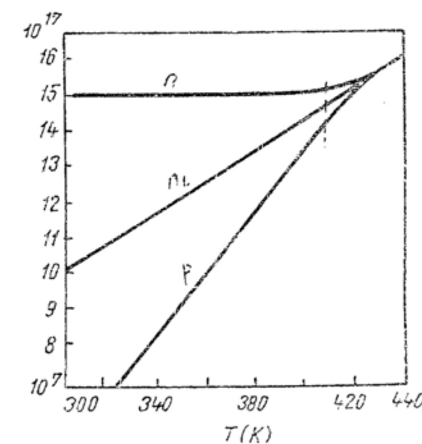


Fig. P.2.9.1

Germaniu

$(1{,}8)^{10} \approx 360$

$n_i(300\text{ K}) = 2 \cdot 10^{13}\text{ cm}^{-3}$

$n_i(400\text{ K}) \approx 7{,}2 \cdot 10^{15}\text{ cm}^{-3}$

Siliciu

$(2{,}5)^{10} \approx 9500$

$n_i(300\text{ K}) = 10^{10}\text{ cm}^{-3}$

$n_i(400\text{ K}) \approx 9{,}5 \cdot 10^{13}\text{ cm}^{-3}$

(*b*) În regiunea extrinsecă de temperatură,

$$n \approx 10^{15}\text{ cm}^{-3} \qquad p \approx \frac{n_i^2}{10^{15}}\text{ cm}^{-3}.$$

Aceste curbe sînt trasate în coordonatele utilizate la punctul (*a*). În regiunea intrinsecă de temperatură $n \approx p \approx n_i$. În acest caz, asimptotele pentru n şi p au alura arătată.
Cînd :

$$n_i = N_d/2,\ n = \left(\frac{1+\sqrt{2}}{2}\right) N_d \approx 1{,}2 \cdot 10^{15}\text{ cm}^{-3},$$

$$p = \left(\frac{\sqrt{2}-1}{2}\right) N_d \approx 0{,}2 \cdot 10^{15}\text{ cm}^{-3}.$$

Aceste puncte se află pe liniile verticale scurte; ele pot fi utilizate pentru „a umple" regiunile dintre asimptote.

(*c*) Temperaturile la care aceste materiale devin intrinseci pot fi evaluate din figuri.
Pentru germaniu $n \approx p$ la $T \approx 380$ K sau, aproximativ 100°C.
Pentru siliciu $n \approx p$ la $T \approx 440$ K sau, aproximativ 160°C.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.10

(*a*)
$$n - p = N_d = -1{,}5 \times 10^{16}\text{ cm}^{-3}.$$

În acest caz $p > n$ şi materialul este de tip p.

(*b*)
$$n = \frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}$$

$$p = -\frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}.$$

În acest caz $n \approx p$, pentru $n_i \gg \frac{1}{2}|N|$.

Din curba care prezintă n_i la siliciu (problema P. 2.9) se observă că $n_i \approx \frac{1}{2}|N|$, atunci cînd $T \approx 460$ K. Deci, peste această temperatură, materialul este esenţialmente intrinsec.

(*c*) $|n - p|$ poate fi redus prin adăogarea unor impurităţi donoare, astfel încît să se micşoreze $|N_d - N_a|$. Dacă concentraţia impurităţilor donoare ar creşte cu $1{,}5 \cdot 10^{16}\text{ cm}^{-3}$ (la o nouă valoare egală cu 2.10^{16} cm^{-3}), în acest caz $|N_d - N_a| = 0$ şi, de asemenea, $n = p$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.12

(*a*) O tangentă la curba ce prezintă n_i în funcţie de T în punctul corespunzător valorii de 290 K, are o pantă de aproximativ o decadă pe 25 K. Înseamnă deci, că $10 = e^{25a}$, în care a este coeficientul fracţionar de temperatură [în $(\text{K})^{-1}$]

$$a \approx 9{,}2\%\text{ pe K}.$$

La 400 K, panta tangentei este de aproximativ o decadă pe 50 K. În acest caz,

$$a \approx 4{,}6\%\text{ pe K}.$$

(*b*) Întrucît R este proporţional cu $1/\sigma$, el variază ca n^{-1}

$$\frac{n_i(325°)}{n_i(290°)} \approx \frac{10^{11}}{10^{10}} = 10 \qquad \underline{R(325\text{ K}) = 50\,\Omega}$$

$$\frac{n_i(250°)}{n_i(290°)} = \frac{10^{8}}{10^{10}} = 10^{-2} \qquad \underline{R(250\text{ K}) = 50\text{ k}\Omega}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.13

(*a*) $n' = p'$ datorită neutralităţii electrice. Prin urmare :

$$n = n_o + n' = n_o + p' = n_o\left(1 + \frac{p'}{n_o}\right) = n_o\left[1 + 10^{-6}\left(\frac{p'}{p_o}\right)\right]$$

şi

$$p = p_o + p' = p_o\left[1 + \left(\frac{p'}{p_o}\right)\right].$$

(*b*) De la punctul (*a*) rezultă

$$\frac{n - n_o}{n_o} = 10^{-6}\left(\frac{p'}{p_o}\right)$$

astfel, pentru o creştere cu 10% în concentraţia purtătorilor majoritari

$$10^{-6}\left(\frac{p'}{p_o}\right) = 0,1$$

sau

$$\left(\frac{p'}{p_o}\right) = 10^5.$$

O creştere cu 10% în concentraţia purtătorilor majoritari corespunde unei creşteri procentuale în concentraţia purtătorilor minoritari de

$$\frac{p - p_o}{p_o} = 100\,\frac{p'}{p_o} = 10^7\,\%.$$

Întrucît concentraţiile de echilibru sînt puternic dezechilibrate, şi, întrucît electronii şi golurile în exces sînt adăugate în număr egal, concentraţiile excendentare care provoacă schimbări importante în concentraţiile de purtători *minoritari* pot avea un efect neglijabil asupra concentraţiei de purtători *majoritari*.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.14

(*a*) Totalitatea sarcinii excedentare de goluri din V este $Q_h = q\int_V p'\mathrm{d}V$. Întrucît viteza locală de recombinre este p'/τ, viteza cu care golurile se anihilează prin recombinare în unitatea de timp în V este:

$q\int_V \frac{p'}{\tau}\,\mathrm{d}V = \frac{Q_h}{\tau}$, deoarece τ este o constantă, Q_h trebuie să varieze în timp ca urmare a recombinării. De fapt, $-\mathrm{d}Q/\mathrm{d}t$ trebuie să fie egală cu viteza, (în unitatea de timp), cu care golurile dispar, întrucît golurile dispar *numai* prin recombinare şi nici unul nu intră sau iese din V. În acest caz,

$$-\frac{\mathrm{d}Q_h}{\mathrm{d}t} = \frac{Q_h}{\tau} \quad \text{sau} \quad \frac{\mathrm{d}Q_h}{\mathrm{d}t} + \frac{Q_h}{\tau} = 0.$$

(*b*) Această lege de conservare este o ecuaţie diferenţială liniară şi omogenă de ordinul întîi. Modul caracteristic este deci o exponenţială, şi frecvenţa naturală este $-1/\tau$. Prin urmare

$$Q_h(t) = Q_h(0)\,\mathrm{e}^{-t/\tau}.$$

Timpul de viaţă τ este *constanta de timp*, care descrie recombinarea purtătorilor excedentari, atunci cînd nu există curgere de purtători către sau dintr-o regiune.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.15

(*a*) Această situaţie diferă de aceea din problema P 2.14 numai prin faptul că Q_h variază din două motive:

1) recombinarea;
2) golurile intră din afară, cu o viteză I_h.

În acest caz, conservarea sarcinii pozitive implică:

$$\frac{\mathrm{d}Q_h}{\mathrm{d}t} = -\frac{Q_h}{\tau} + I_h \quad \text{sau} \quad \frac{\mathrm{d}Q_h}{\mathrm{d}t} + \frac{Q_h}{\tau} = I_h.$$

(*b*) Această ecuaţie arată că golurile care intră în V (cu o viteză I_h) au două acţiuni:

1) măresc rezerva de goluri: $\mathrm{d}Q_h/\mathrm{d}t$;
2) se recombină: Q_h/τ.

(*c*) Dacă Q_e reprezintă rezerva de electroni, şi dacă I_e este curentul electric asociat cu fluxul de electroni, şi care are o direcţie de referinţă îndreptată către V, atunci un curent negativ I_e corespunde unor electroni ce intră în V şi măresc pe $|Q_e|$ sau descresc pe Q_e. În acest caz

$$(-I_e) = -\left(\frac{\mathrm{d}Q_e}{\mathrm{d}t} + \frac{Q_e}{\tau}\right) \quad \text{sau} \quad I_e = \frac{\mathrm{d}Q_e}{\mathrm{d}t} + \frac{Q_e}{\tau}.$$

Termenul din stînga este $(-I_e)$, deoarece I_e pozitiv reprezintă o sarcină pozitivă care intră în V, sau o sarcină negativă (electroni) care iese din V.

(*d*) În V, propriu-zis nu există sarcină; golurile excedentare neutralizează electronii excedentari. Prin urmare, curentul total (goluri plus electroni) ce intră în V trebuie să se anuleze:

$$I_e + I_h = 0 \quad \text{sau} \quad I_e = -I_h.$$

Rezultatul obţinut la punctul (*c*) poate fi scris

$$-I_h = \frac{\mathrm{d}Q_e}{\mathrm{d}t} + \frac{Q_e}{\tau}, \quad \text{dar} \quad Q_e = -Q_h$$

deoarece $n' = p'$. În acest caz:

$$-I_h = -\left(\frac{\mathrm{d}Q_h}{\mathrm{d}t} + \frac{Q_h}{\tau}\right) \quad \text{sau} \quad I_h = \frac{\mathrm{d}Q_h}{\mathrm{d}t} + \frac{Q_h}{\tau}.$$

ceea ce arată că cele două legi de conservare sînt echivalente.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.17

(*a*)

$$\sigma = q(\mu_h p + \mu_e n) = q n_i (\mu_h + \mu_e) = 1{,}9 \cdot 10^{-2} \quad (\Omega \text{ cm})^{-1}$$

pentru material intrinsec.

Într-un eşantion omogen şi dreptunghiular, $I = JA$ şi $\mathcal{E} = V/l$ unde I este curentul total, J densitatea de curent, A suprafaţa secţiunii transversale, $\mathcal{E}$ cîmpul electric, iar V este tensiunea aplicată la bornele terminale, separate de distanţa l.

Aceste ecuaţii pot fi combinate cu ecuaţia (2.17) în felul următor:

$$I = JA = (\sigma \mathcal{E}) A = \sigma \left(\frac{V}{l}\right) A$$

de unde rezultă că rezistenţa *oricărui* eşantion dreptunghiular are valoarea $R = \frac{V}{I} = \frac{l}{\sigma A}$.

Pentru problema de faţă, $R = \frac{l}{\sigma(wh)} = 5{,}2 \text{ k}\Omega$.

(*b*) Pentru o bară de tip n,

$$\sigma = q\mu_e n$$

$$R = \frac{l}{\sigma wh} = \frac{l}{q\mu_e n wh}.$$

Deci

$$n = \frac{l}{q\mu_e R wh} = 1{,}5 \cdot 10^{16} \quad \text{cm}^{-3}.$$

Întrucît eşantionul este extrinsec, $n \approx N_d$, astfel încît $N_d = 15 \cdot 10^{16}$ cm^{-3}.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.18

Fosforul este o impuritate de tip donor; materialul este deci de tip n

(*a*) $$n_o - N_d + n_o^2/N_d = 1{,}04 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3};$$

$$p_o - n_i^2/N_d = \frac{4 \cdot 10^{24}}{10^{13}} = 4 \cdot 10^{11} \text{ cm}^{-3}.$$

Raportul concentraţiilor este 25 : 1. În acest caz, rămîn valabile aproximaţiile utilizate în calculul lui n_o şi p_o.

(*b*) $$\sigma = q(\mu_e n_o + \mu_h p_o) =$$

$$= 1{,}6 \cdot 10^{-19} (800 \cdot 1{,}04 \cdot 10^{13} + 300 \cdot 4 \cdot 10^{11})$$

$$= 1{,}36 \cdot 10^{-3} \quad \text{S/cm}.$$

(*c*) $$\text{fracţia} = \frac{300 \cdot 4 \cdot 10^{11}}{800 \cdot 1{,}04 \cdot 10^{13}} \approx 1{,}4\,\%$$

(*d*) Cînd temperatura scade la 75 K, n_i se micşorează cu cîteva ordine de mărime. În timp ce p_o scade puternic, n_o practic nu variază şi σ este aproape constant.

Figura 2.9, *a* arată că $n_i = 2 \cdot 10^{12}$ cm^{-3} corespunde la $T \approx 375$ K; cînd temperatura creşte de la 75 K la 450 K, n_i creşte la aproximativ 10^{14} cm^{-3}. În acest caz, $n_o \approx p_o - n_i = 10^{14}$ cm^{-3}, iar conductivitatea creşte la

$$\sigma = q(\mu_e + \mu_h) n_i \approx 1{,}8 \cdot 10^{-2} \text{ S/cm}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.19

(*a*) $$\mu_e = \frac{\sigma}{nq} = \frac{10^6}{10^{23}(1{,}6 \cdot 10^{-19})} = 62 \text{ cm}^2/\text{Vs}.$$

(*b*) $$\mathcal{E} = \frac{1 \text{ V}}{10^2 \text{ m}} = 10^{-2} \text{ V/m} = 10^{-4} \text{ V/cm}$$

$$I = J \times Aria = (\sigma \mathcal{E}) \times Aria$$

$$= (10^6)(10^{-4})\left(\frac{\pi}{4} \cdot 10^{-4}\right)$$

$$= \frac{\pi}{4} \cdot 10^{-2} \text{ A}.$$

$$|v_e| = \mu_e \mathcal{E} = 62 \cdot 10^{-4} = 6{,}2 \cdot 10^{-3} \text{ cm/s}.$$

(*c*) $$Timpul = \frac{10^4 \text{ cm}}{6{,}2 \cdot 10^{-3} \text{ cm/s}} = 1{,}6 \cdot 10^6 \text{ s}.$$

Nu este necesar ca purtătorii de sarcină să străbată întreaga lungime a conductorului, înainte de a atinge regimul staţionar. De îndată ce cîţiva electroni au fost injectaţi la unul din capetele conductorului, un număr egal de electroni trebuie să iasă prin capătul celălalt pentru a se obţine o stare neutră din punct de vedere electric. Fluxul de sarcini atinge deci regimul staţionar într-un timp care nu este direct legat de timpul necesar purtătorilor să se deplaseze dintr-un capăt al conductorului la celălalt.

PROBLFME LA CAP. 3

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.2

Pe suprafaţa iluminată avem:

$$p' = 10^{14} \text{ cm}^{-3}.$$

$$n = n_0 + p' \approx 1{,}01 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$$

$$p = p_0 + p' \approx 10^{14} \text{ cm}^{-3}.$$

De asemenea $D_h = 10$ cm²/s, $W = 10^{-2}$ cm.
Pe această suprafaţă, ecuaţia (3.7) devine:

$$\frac{dp'}{dx} = -\frac{M}{D_h}\left[\frac{\mu_e n + \mu_h p}{\mu_e n + \mu_h p\, D_e/D_h}\right] = -\frac{M}{D_h}\left[\frac{1 + \frac{\mu_h}{\mu_e}\frac{p}{n}}{1 + \frac{\mu_h}{\mu_e}\frac{p}{n}\frac{D_e}{D_h}}\right].$$

Întrucît $\frac{\mu_h}{\mu_e} = \frac{D_h}{D_e} = \frac{1}{3}$ şi $\frac{p}{n} = 10^{-2}$, factorul din paranteză are valoarea $\frac{1 + \frac{10^{-2}}{3}}{1 + 10^{-2}} \approx 1$
şi aproximaţia dată de ecuaţia (3.10) este valabilă.

În mod asemănător, ecuaţia (3.9) are (la suprafaţă) expresia:

$$\mathcal{E}_x = M\left(\frac{D_e/D_h - 1}{\mu_e n_0}\right)\left[\frac{n_0/n}{1 + \frac{\mu_h}{\mu_e}\frac{p}{n}\frac{D_e}{D_h}}\right].$$

Factorul din paranteză are valoarea

$$\frac{0{,}99}{1 + 10^{-2}} \approx 1$$

şi aproximaţia dată de ecuaţia (3.13) este valabilă.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.3

(*a*) Concentraţia de electroni excedentari la suprafaţă, este, prin analogie cu ecuaţia (3.12):

$$n'(0) = \frac{MW}{D_e}.$$

Concentraţia de goluri, imediat sub suprafaţă, creşte cu 1% dînd $n'(0) = 10^{15}$ cm⁻³

$$M = \frac{D_e\, n'(0)}{W} = \frac{50 \cdot 10^{15}}{5 \cdot 10^{-3}} = 10^{19} \text{ perechi/cm}^2\text{s}$$

$$\underline{M = 10^{19} \text{ cm}^{-2}\,\text{s}^{-1}}$$

(*b*)
$$J_h = -J_e = qM = 1{,}6 \text{ A/cm}^2.$$

(*c*) Fiecare foton produce o pereche de sarcini. În acest caz, fluxul de fotoni este M, şi densitatea de putere este

$$1{,}4 \cdot M = 1{,}4 \cdot 10^{19} \frac{\text{electron volt}}{\text{scm}^2}.$$

În waţi, aceasta este

$$1{,}4 \cdot 10^{19}\, q = 2.2 \text{ W/cm}^{-2}.$$

(*d*) Prin analogie cu ecuaţia (3.13), cîmpul electric este

$$\mathcal{E}_x = \frac{M}{\mu_h p_0}\left(1 - \frac{D_h}{D_e}\right) \quad \mu_h = \frac{D_h}{(kT/q)} = \frac{D_e}{(kT/q)}\left(\frac{D_h}{D_e}\right)$$

$$\mathcal{E} = \frac{kT}{q}\frac{M}{D_e p_0}\frac{1 - \frac{D_h}{D_e}}{\left(\frac{D_h}{D_e}\right)}.$$

Diferența de potențial electrostatic corespunzătoare, avînd în vedere că $\mathscr{E}_x$ este constant, este:

$$\Delta\psi = \mathscr{E}_x W = \frac{kT}{q}\frac{MW}{D_e p_0}\frac{1-\frac{D_h}{D_e}}{\frac{D_h}{D_e}} \qquad \frac{D_h}{D_e}=\frac{1}{2}$$

$$= \frac{kT}{q}\frac{MW}{D_e p_0}$$

$$= \frac{kT}{q}\frac{n'(0)}{p_0} = 0{,}25 \text{ mV}. \qquad \Delta\psi = 0{,}25 \text{ mV}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.4

(a) $J_h = qM \qquad M = \frac{50\cdot 10^{-3}\text{A/cm}^2}{1{,}6\times 10^{-19}\text{C}} = 3{,}1\times 10^{17}$ perechi/cm² s.

Densitatea atomică este aproximativ 10^{23} cm^{-3}. Densitatea superficială de atomi în această peliculă este aproximativ $10^{23}\cdot 10^{-5} = 10^{18}$ cm^{-2}.

Fiecare atom participă la patru legături covalente. Prin urmare, numărul de legături covalente în această peliculă este aproximativ $4\cdot 10^{18}$ cm^{-2}.

În fiecare secundă se desface aproximativ o legătură din zece.

(b) $p'(0) = \frac{MW}{D_h} \approx 1{,}5\cdot 10^{14}$ cm^{-3}.

(c) $\frac{1{,}5\times 10^{14}}{10^{16}}\cdot 100 = 1{,}5\,\%$ schimbarea în concentrația de purtători majoritari

$$p_0 = \frac{n_i^2}{n_0} = \frac{10^{20}}{10^{16}} = 10^4.$$

Concentrația de purtători minoritari crește de $1{,}5\cdot 10^{10}$ ori în imediata apropiere a suprafeței.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.5

(a) Concentrația excedentară trebuie să se anuleze la $x = a$ și $x = a + W$ (limitele regiunilor de recombinare intensă). Pentru $a < x < a + W$, $p'(x)$ trebuie să aibă un *gradient* *constant*, deoarece $\tau \to \infty$. Concentrația excedentară va atinge valoarea maximă la x_1, acolo unde are loc generarea.

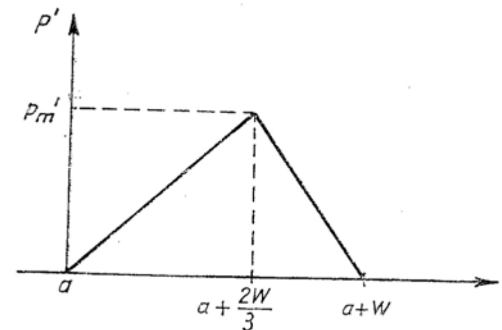


Fig. P.3.5.1.

Evident, curentul de goluri generat optic se divide; prin $a + W$ trece de două ori mai mult curent decît prin a.

$$M = D_h\left[\frac{p_m'}{W/3} + \frac{p_m'}{2W/3}\right] = \frac{9D_h p_m'}{2W},$$

unde D_h este coeficientul de difuzie a purtătorilor minoritari. Expresia lui p_m' în funcție de M, este:

$$p_m' = \frac{2WM}{9D_h}.$$

(b) Concentrațiile totale de purtători sînt:

$$p = p_0 + p'$$

$$n = n_0 + p'.$$

Prin urmare, ele au aceeași formă ca p' de la punctul (a) cu excepția faptului că sînt deplasate pe ordonată cu p_0 și n_0.

(c) Curentul total este nul peste tot, deci $J_e = -J_h$ și deci, densitatea J_h este total difuzivă.

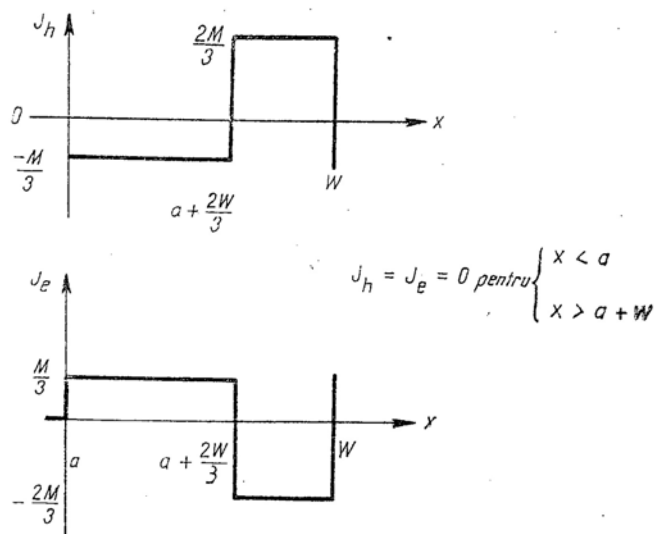


Fig. P. 3.5.2

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.6

Diferenţa dintre vitezele de intrare şi de ieşire ale *electronilor* — pentru elementul de volum — este

$$-\frac{1}{q}(J_{ei} - J_{eo}).$$

Semnul minus apare datorită sarcinii *negative* a electronilor. Această viteză trebuie să egaleze viteza de recombinare:

$$-\frac{1}{q}(J_{ei} - J_{eo}) = \frac{n'}{\tau}\Delta x \qquad (n' \approx p')$$

iar la limită, cînd $\Delta x \to 0$

$$\frac{1}{q}\frac{\mathrm{d}J_e}{\mathrm{d}x} = \frac{n'}{\tau}$$

ceea ce reprezintă legea de conservare cerută.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.7

Soluţia generală pentru concentraţia purtătorilor excedentari este:

$$p'(x) = C_1 e^{-x/L_h} + C_2 e^{+x/L_h} \qquad 0 < x < W.$$

(*a*) Condiţia limită la $x = 0$ constă în faptul că densitatea de curent de goluri de difuzie trebuie să fie egală cu viteza de generare a golurilor qM. În general, J_h este:

$$J_h = -qD_h\frac{\mathrm{d}p'}{\mathrm{d}x}$$

$$= +\frac{qD_hC_1}{L_h}e^{-x/L_h} - \frac{qD_hC_2}{L_h}e^{+x/L_h} \qquad 0 < x < W.$$

În acest caz, la $x = 0$ trebuie să avem

$$qM = q\frac{D_h}{L_h}(C_1 - C_2).$$

(*b*) Concentraţia excedentară trebuie să se anuleze la $x = W$ deoarece acolo $\tau \to 0$. Deci

$$C_1 e^{-W/L_h} + C_2 e^{W/L_h} = 0.$$

(*c*) Rezolvînd relaţiile condiţiei limită pentru C_1 şi C_2 obţinem

$$C_1 = M\frac{L_h}{D_h}\frac{e^{W/L_h}}{e^{W/L_h} + e^{-W/L_h}}$$

$$C_2 = -M\frac{L_h}{D_h}\frac{e^{-W/L_h}}{e^{W/L_h} + e^{-W/L_h}}.$$

În acest caz $p'(x)$ este

$$p'(x) = M\frac{L_h}{D_h}\frac{e^{(W-x)/L_h} - e^{-(W-x)/L_h}}{e^{W/L_h} + e^{-W/L_h}}$$

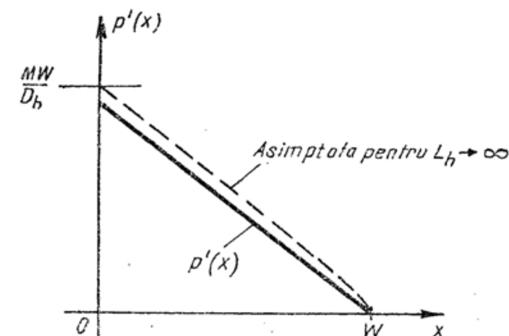


Fig. P. 3.7.

sau, echivalent :

$$p'(x) = M \frac{L_h}{D_h} \frac{\operatorname{sh}(W-x)/L_h}{\operatorname{ch} W/L_h}$$

Această relaţie are reprezentarea grafică din figura P.3.7.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.8

(*a*) Evident, $p'(x)$ trebuie să tindă spre zero, pe măsură ce x devine foarte mare. Conform ecuaţiei (3.23), aceasta implică $C_2 = 0$.

(*b*) Avem (pentru $x > W$) $p'(x) = C_1 e^{-x/L_h}$.

Atunci

$$J_h = \frac{qD_h}{L_h} C_1 e^{-x/L_h}$$

sau

$$J_h(W) = \frac{qD_h}{L_h} p'(W).$$

(*c*) Dacă τ_2 devine foarte mic, $L_h \to 0$. În acest caz, pentru ca $J_h(W)$ să rămînă finită trebuie să avem $p'(W) \to 0$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.9

(*a*) În regiunea *1* :

$$p'(x) = C_{11} e^{-x/L_{h1}} + C_{21} e^{+x/L_{h1}}$$

unde

$$L_{h1} = \sqrt{D_h \tau_1}.$$

în regiunea *2* : $p'(x) = C_{12} e^{-x/L_{h2}} + C_{22} e^{+x/L_{h2}}$

unde $L_{h2} = \sqrt{D_h \tau_2}$.

(*b*) Cele patru constante sînt determinate de patru condiţii limită :

1) La $x = 0$ $\quad qM = -qD_h \frac{dp'}{dx}$ sau :

$$M = \frac{D_h}{L_{h1}} (C_{11} - C_{21}).$$

2) Cînd $x \to \infty$, $p'(x) \to 0$. Deci

$$C_{22} = 0.$$

3) La $x = W$, $p'(x)$ este continuu. Deci

$$C_{11} e^{-W/L_{h1}} + C_{21} e^{W/L_{h1}} = C_{12} e^{-W/L_{h2}} + C_{22} e^{W/L_{h2}}.$$

4) La $x = W$, densitatea de curent $J_h(x)$ este continuă, ceea ce implică ca şi derivata dp'/dx să fie continuă. Deci

$$\frac{C_{11}}{L_{h1}} e^{-W/L_{h1}} + \frac{C_{21}}{L_{h1}} e^{W/L_{h1}} = -\frac{C_{12}}{L_{h2}} e^{-W/L_{h2}} + \frac{C_{22}}{L_{h2}} e^{W/L_{h2}}$$

iar acest ansamblu de patru ecuaţii poate fi rezolvat pentru C_{11}, C_{21}, C_{12} şi C_{22} ($= 0$).

PROBLEME LA CAP. 4

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.1

(*a*) Distribuţia sarcinii spaţiale are forma din figura P.4.1.1.

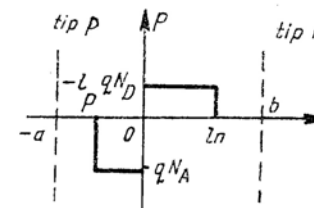


Fig. P. 4.1.1.

Să considerăm mai întîi regiunea $-l_p < x < 0$. Legea Gauss implică :

$$\mathscr{E}_x(x) = \frac{1}{\varepsilon} \int_{-l_p}^{x} (-qN_A)\, dx = -\frac{qN_A}{\varepsilon}(x + l_p).$$

În regiunea $0 < x < l_p$ avem, notînd cu $-\mathscr{E}_0$ cîmpul la $x = 0$,

$$\mathscr{E}(x) = -\mathscr{E}_0 + \frac{1}{\varepsilon}\int_{-l_p}^{x} qN_D\,dx = -\mathscr{E}_0 + \frac{qN_D}{\varepsilon}x.$$

Acest cîmp are forma din figura P.4.1.2. Variaţia este liniară deoarece distribuţia sarcinii este dreptunghiulară.

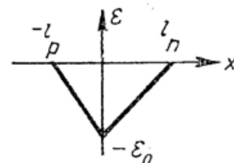


Fig. P. 4.1.2.

Se observă că: $\frac{qN_D l_n}{\varepsilon} = \mathscr{E}_0$, sau $N_A l_p = N_D l_n$.

(b) În regiunea $-l_p < x < 0$, potenţialul este

$$\psi = \psi_p - \int_{-l_p}^{x} \mathscr{E}_x(x) = \psi_p + \frac{qN_A}{\varepsilon}\left(\frac{x^2}{2} + xl_p + \frac{l_p^2}{2}\right)$$

unde ψ_p reprezintă potenţialul în regiunea de tip p. În regiunea $0 < x < l_n$ potenţialul este

$$\psi = \psi_n + \int_{x}^{l_n} \mathscr{E}_x(x)\,dx = \psi_n - \mathscr{E}_0\,(l_n - x) + \frac{qN_D}{\mathscr{E}}\left(\frac{l_n^2}{2} - \frac{x^2}{2}\right).$$

$$\psi = \psi_n - \mathscr{E}_0(l_n - x) + \frac{qN_D}{2\varepsilon}(l_n^2 - x^2).$$

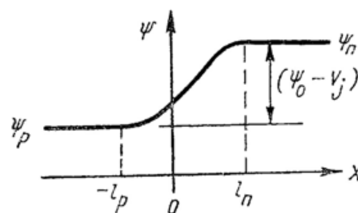


Fig. P.4.1.3.

Distribuţia de potenţial, care este integrala negativă a distribuţiei cîmpului, are forma din figura P.4.1.3.

(c) Valoarea de vîrf a cîmpului electric $\mathscr{E}_0$ este:

$$\mathscr{E}_0 = \frac{qN_A\,l_p}{\varepsilon} = \frac{qN_D\,l_n}{\varepsilon}.$$

Întrucît potenţialul este continuu la $x = 0$ avem

$$\psi_p + \frac{qN_A l_p^2}{2\varepsilon} = \psi_n - \frac{qN_D\,l_n^2}{2\varepsilon}.$$

Înălţimea totală a barierei este $\psi_n - \psi_p = \psi_0$, ceea ce reprezintă potenţialul de contact. Deci

$$\psi_0 = \frac{q}{2}(N_A\,l_p^2 + N_D\,l_n^2).$$

Acum avem de rezolvat sistemul

$$N_A\,l_p = N_D\,l_n$$

$$\mathscr{E}_0 = \frac{qN_A\,l_p}{\varepsilon}$$

pentru l_p, l_n, $\mathscr{E}_0$ în funcţie de ψ_0,

$$\psi_0 = \frac{q}{2}(N_A\,l_p^2 + N_D\,l_n^2).$$

Rezultatele sînt

$$l = l_n + l_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon\psi_0}{q}}\left(\frac{N_A + N_D}{N_A\,N_D}\right)^{1/2}$$

$$\mathscr{E}_0 = \sqrt{\frac{2q\,\psi_0}{\varepsilon}}\left(\frac{N_A\,N_D}{N_A + N_D}\right)^{1/2}.$$

Cu toate că analiza de mai sus corespunde stării de echilibru, ea poate fi extinsă pentru situaţiile de dezechilibru, înlocuind pe ψ_0 cu $\psi_0 - V_j$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.2

(a) Din ecuția (4.5 a) rezultă

$$\psi_0 = -\frac{kT}{q}\ln\frac{p_{no}}{p_{po}}$$

dar

$$\frac{p_{no}}{p_{po}} = \frac{n_i^2}{n_{no}\,p_{po}} = \frac{1}{2\cdot 10^{12}}$$

și

$$\frac{kT}{q} = 25\cdot 10^{-3}\mathrm{V}$$

astfel

$$\psi_0 = 0{,}71\ \mathrm{V}$$

(de notat că $\ln x = \ln 10\ (\log_{10}x) = 2{,}31\log_{10}x$).

(b) Din problema P.4.1 avem

$$l = \sqrt{\frac{2\varepsilon(\psi_0 - V_j)}{q}}\left(\frac{N_A + N_D}{N_A\,N_D}\right)^{1/2} \qquad \mathscr{E}_0 = \sqrt{\frac{2q(\psi_0 - V_j)}{\varepsilon}}\left(\frac{N_A\,N_D}{N_A + N_D}\right)^{1/2}.$$

De observat de asemenea, că $N_A \ll N_D$ în această problemă, deci $N_A N_D / N_A + N_D = N_A$ Prin urmare:

$$l = \sqrt{\frac{2(\psi_0 - V_j)}{qN_A}} \approx \sqrt{1.3\cdot 10^{-8}(\psi_0 - V_j)} = \begin{cases} 9{,}7\cdot 10^{-5}\,\text{cm dacă } V_j = 0 \\ 3{,}6\cdot 10^{-4}\,\text{cm dacă } V_j = -10\mathrm{V} \end{cases}$$

$$\mathscr{E}_0 = \sqrt{\frac{2qN_A(\psi_0 - V_j)}{\varepsilon}} \approx \sqrt{3\cdot 10^{7}\,(\psi_0 - V_j)} = \begin{cases} 1{,}5\cdot 10^{4}\,\text{V/cm dacă } V_j = 0 \\ 5{,}5\cdot 10^{4}\,\text{V/cm dacă } V_j = -10\,V. \end{cases}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.5

Conform problemei P.4.1, cîmpul electric pe partea de tip n a joncțiunii este:

$$\mathscr{E}(x) = \mathscr{E}_0\left(-1 + \frac{x}{l_n}\right) \text{ pentru } 0 \leqslant x \leqslant l_n.$$

Curentul de conducție

Se va integra ecuația (3.33 a) (pagina 130 din text) pentru a obține

$$\psi(l_n) - \psi(x) = -\frac{kT}{q}\ln\frac{p(l_n)}{p(x)}.$$

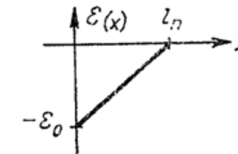


Fig. 4.5.1.

Rezolvînd pentru $p(x)$ se obține

$$p(x) = p(l_n)\exp\left[\frac{q}{kT}\{\psi(l_n) - \psi(x)\}\right]$$

$\psi(0) - \psi(l_n)$ = suprafața cuprinsă între curba de mai sus $= -\frac{1}{2}\mathscr{E}_0 l_n$ și $p(l_n) = p_{no}$, astfel încît

$$p(0) = p_{no}\exp\left[\frac{q\mathscr{E}_0 l_n}{2kT}\right].$$

Deci

$$J_h(0)\Big|_{\text{conducție}} = q\mu_h\,\mathscr{E}_0 p_{no}\exp\left[\frac{q\mathscr{E}_{0\ n}}{2\,kT}\right].$$

Curentul de difuzie

Pentru a calcula curentul de difuzie trebuie cunoscut:

$$\frac{dp(x)}{dx} \text{ la } x = 0.$$

Derivind expresia obținută mai sus pentru $p(x)$ obținem :

$$J_n(0)\Big|_{\text{Difuzie}} = -qD_h \left.\frac{\mathrm{d}p(x)}{\mathrm{d}x}\right|_{x=0} = -qD_h\, p(l_n)\frac{q}{kT}\left.\frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}x}\right|_{x=0} \exp\left\{\frac{q}{kT}\left[(\psi(l_n - \psi(0)\right]\right\}$$

$$= q\mu_h p_{no}\mathscr{E}_0 \exp \frac{q\mathscr{E}_0 l_n}{2\,kT}.$$

De observat că $J_h(0)\Big|_{\text{Conducție}} = -J_h(0)\Big|_{\text{Difuzie}}$ așa cum cere condiția de echilibru.

Expresiile pentru $J_h(0)\Big|_{\text{Conducție}}$ și $J_h(0)\Big|_{\text{Difuzie}}$ pot fi scrise utilizînd relația $np = n_i^2$:

$$J_h(0)\Big|_{\text{Conducție}} = \frac{q_h n_i^2 \mathscr{E}_0}{N_D} \exp\left[\frac{\mathscr{E}_0\, l_n}{2\,\dfrac{kT}{q}}\right].$$

Pentru necesitățile calculului eliminăm pe l_n din expresie, utilizînd ecuația

$$\mathscr{E}_0 = \frac{q}{\varepsilon}\, N_D l_n .$$

Obținem

$$\mathscr{E}_0 l_n = \frac{\varepsilon \mathscr{E}_9^2}{qN_D}.$$

Deci

$$J_h(0)\Big|_{\text{Difuzie}} = \frac{q\mu_h n_i^2 \mathscr{E}_0}{N_D} \exp\left[\frac{\mathscr{E}_0^2\, \varepsilon}{2qN_D\,\dfrac{kT}{q}}\right].$$

(De observat: $\varepsilon \approx 10^{-12}\ F/\text{cm}$ și $\mu_h = 2\cdot 10^{-3}\ \text{cm}^2/\text{Vs}$ pentru germaniu, la temperatura camerei).

Din problema P.4.1 (folosind $N_A = N_D$)

$$\psi_0 = -\frac{kT}{q}\ \ln\ \frac{n_i^2}{N_A^2} = 0{,}35\ \text{V}$$

$$\varepsilon_0 = \sqrt{\frac{q\psi_0\, N_A}{\varepsilon}} = 2\cdot 10^{14}\ \text{V/cm}$$

$$J_h(0)\Big|_{\text{Conducție}} = 25{,}6\ \text{A/cm}^2.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.6

Distribuția sarcinii spațiale are forma din fig. P.4.6.1.

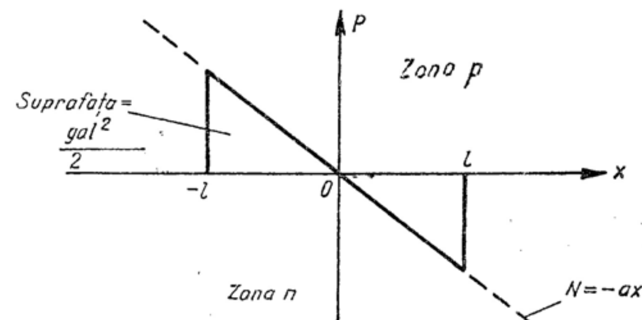


Fig. P. 4.6.1.

Cîmpul fiind integrala distribuției sarcinii spațiale, are forma din fig. P.4.6.2.

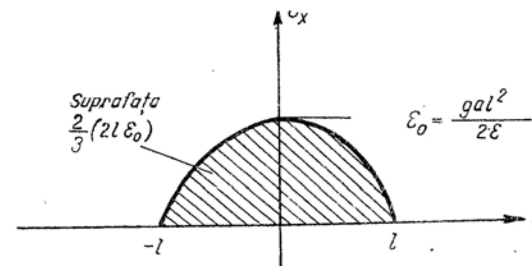


Fig. P. 4.6.2.

Cîmpul este deci $\mathscr{E}_x(x) = \dfrac{qa}{2\varepsilon}\ (l^2 - x^2),\ -l < x < l$

Potențialul este integrala negativă a cîmpului (fig. P.4.6.3). În acest caz avem

$$l = \sqrt{\frac{3\varepsilon(\psi_0 - V_j)}{2qa}}.$$

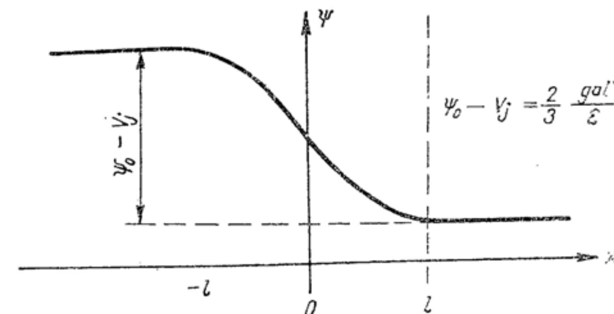


Fig. P. 4.6.3.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.7

(*a*)
$$p_{po} = N_A = 10^{18}\ cm^{-3}$$

$$n_{po} = \frac{n_i^2}{p_{po}} = \frac{n_i^2}{N_A} = \frac{4\cdot 10^{26}}{10^{18}} = 4\cdot 10^8.$$

De observat că n_{po} este aproape de 10 ori mai mic decît p_{po}:

$$n_{no} = N_D = 10^{16}\ \text{cm}^{-3}$$

$$p_{no} = \frac{n_i^2}{n_{no}} = \frac{n_i^2}{N_D} = \frac{4\cdot 10^{26}}{10^{16}} = 4\cdot 10^{10}\ \text{cm}^{-3}.$$

Dispersia aci este de aproape patru ordine de mărime.

(*b*) Potențialul de contact este diferența de potențial necesară pentru ca componentele curentului (de goluri și de electroni) să fie egale cu zero la echilibru:

$$\psi_0 = \frac{kT}{q}\ln\frac{n_{no}}{n_{po}} = \frac{kT}{q}\ln\frac{p_{po}}{p_{no}}$$

$$\frac{n_{no}}{n_{po}} = \frac{10^{16}}{4\cdot 10^8} = 2{,}5\cdot 10^7 \qquad \frac{kT}{q} = 25\ \text{mV la } 300°\text{C}$$

$$\ln\frac{n_{no}}{n_{po}} = 17{,}1 \qquad \psi_0 = 0.43\ \text{V}.$$

(*c*)
$$I_s = \frac{qAD_h p_{no}}{W} = 256\cdot 10^{-9}\ \text{A} = 256\ \text{nA}.$$

(*d*) $p_n(0) = 0{,}1\ n_{no} = 10^{15}\ \text{cm}^{-3}$ deci, $p_n(0)_{max} = 10^{15}\ \text{cm}^{-3}$.

(*e*) Se va calcula tensiunea pentru care $p_n(0) = 0{,}1\ n_{no}$.

$$p_n(0) = p_{no}e^{qV/kT} \quad \text{sau} \quad V = \frac{kT}{q}\ln\frac{p_n(0)}{p_{no}}.$$

Fie

$$p_n(0) = 0{,}1\ n_{no} = 10^{15}\ \text{cm}^{-3}$$

$$p_{no} = 4\cdot 10^{10}\ \text{cm}^{-3}$$

$$V = \frac{kT}{q}\ln 2{,}5\cdot 10^4 = 0{,}25\ \text{V}$$

$$I = \frac{qAD_h p_n'(0)}{W} = \frac{p_n'(0)}{p_{no}} I_s = 6.4\ \text{mA}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.8

Concentrația de purtători minoritari în exces (goluri) la marginea stratului de sarcină spațială este, în cazul unei polarizări inverse:

$$p_n'(0) = p_{no}(e^{qV_j/kT} - 1) = -p_{no}.$$

Distribuțiile de purtători sînt, evident liniare și au forma din figura P.4.8.1.

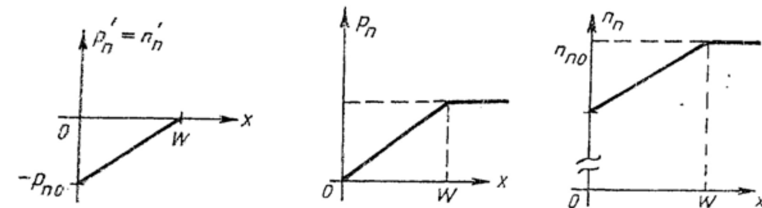


Fig. P. 4.8.1.

Curentul de difuzie de goluri asociat cu distribuția de purtători excedentari este îndreptat către joncțiune. Aceste goluri sînt generate termic la marginea regiunii de recombinare intensă (și deci de generare intensă), se îndreaptă spre SCL și sînt împinse în josul barierii de potențial spre regiunea de tip *p*. Numărul egal de electroni generați la $x = W$, se îndreaptă spre terminal, la marginea regiunii de recombinare intensă. Curenții au deci forma din fig. P.4.8.2.

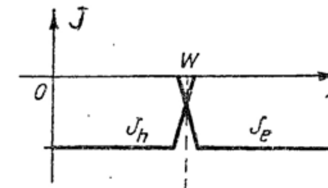


Fig. P. 4.8.2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.9

(*a*) Concentraţia purtătorilor excedentari în regiunea bazei este

$$p_n'(x) = p_n'(0)\left[1 - \frac{x}{W}\right].$$

Densitatea curentului electronic de purtători majoritari este

$$J_{ex} = q\left(\mu_e n_n \mathcal{E}_x + D_e \frac{\mathrm{d}n_n}{\mathrm{d}x}\right).$$

Întrucît $n_n \approx n_o$ şi $\mathrm{d}n_n/\mathrm{d}x = \mathrm{d}p_n'/\mathrm{d}x$, avem

$$J_{ex} = q\left[\mu_e n_{no}\mathcal{E}_x - \frac{D_e p_n'(0)}{W}\right].$$

Condiţia ca $J_{ex} \approx 0$ conduce la

$$\mathcal{E}_x = \frac{D_e}{e}\ \frac{p_n'(0)}{n_{no}}\ \frac{1}{W} \text{ utilizînd relaţia lui Einstein:}$$

$$\mathcal{E}_x = \frac{kT}{q}\ \frac{p_n'(0)}{n_{no}}\ \frac{1}{W}.$$

(*b*) Raportul dintre componenta de conducţie a curentului de purtători minoritari şi componenta de difuzie corespunzătoare are expresia

$$\frac{(J_{hx})\text{ conducţie}}{(J_{hx})\text{ difuzie}} = \frac{\mu_h p_n \mathcal{E}_x}{\frac{D_h}{W} p_n'(0)} = \frac{\mu_h}{D_h}\frac{p_n}{n_{no}}\frac{kT}{q} = \frac{p_n}{n_{no}}.$$

Acest raport este, evident, foarte mic dacă nivelul de injecţie este scăzut, de exemplu dacă $p_n \ll n_{no}$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.10

În paragraful 4.1 se analizează numai curenţii de conducţie, adică $\vec{J} = \sigma\vec{\mathcal{E}}$ unde σ este conductivitatea. Într-un semiconductor se găsesc însă de asemenea curenţi de difuzie. Prin urmare, J poate fi scris

$$\vec{J} = \vec{J}_h + \vec{J}_e$$
$$= \sigma\vec{\mathcal{E}} + q(D_e \nabla n - D_h \nabla p).$$

În stratul de sarcină spaţială la echilibru, $\vec{J}$ este identic cu zero nu pentru că $\mathcal{E} = 0$, ci din cauză că componentele de conducţie şi de difuzie se compensează. Prin urmare, în regim staţionar, sarcina spaţială continuă să existe, chiar în prezenţa unui cîmp electric intens.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.11

Fie P_{Dis} = numărul total de goluri ce „dispar" în bază în unitatea de timp,
P_{Total} = numărul de goluri injectat în bază în unitatea de timp,

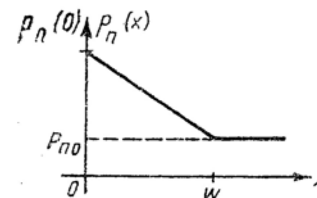


Fig. P.4.11.1

$$p_n'(x) = (p_n(0) - p_{no})\left(1 - \frac{x}{W}\right)$$

$$P_{Dis} = A\int_0^W \frac{p_n'(x)}{\tau_1}\,\mathrm{d}x = \frac{A[p_n(0) - p_{no}]}{\tau_1}\int_0^W\left(1 - \frac{x}{W}\right)\mathrm{d}x = \frac{AW[p_n(0) - p_{no}]}{2\tau_1}.$$

Se utilizează ecuaţia de difuzie pentru a se obţine:

$$P_{total} = \frac{I}{q} = D_h A\ \frac{[p_n(0) - p_{no}]}{W}.$$

De observat că raportul dintre P_{Dis} şi P_{Total}:

$$\frac{P_{Dis}}{P_{Total}} = \frac{W^2}{2D_h\tau_1}$$

este independent de concentraţia actuală de purtători. Pentru problema de faţă, este necesar ca

$$P_{Dis} \leqslant 0.05\ P_{Total}.$$

Condiţia este satisfăcută cînd

$$\frac{W^2}{2W_h\tau_1} \leqslant 0{,}05 \text{ sau cînd } \tau_1 \geqslant \frac{W^2}{0{,}1\,D_h} = 1.5\,\mu\text{s}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI 4.12

Atît curentul cît și concentrația de purtători excedentari trebuie să se anuleze pentru valori mari ale lui x. În acest caz soluția trebuie să aibă forma:

(a) Curba este trasată în fig. P.4.12.1

(b) Curba este trasată în fig. P.4.12.2

$$\begin{cases} p_n'(x) = p_n'(0)\, e^{-x/L_h} \\ J_h(x) = -qD_h \dfrac{d p_n'(x)}{dx} \\ \quad = +\dfrac{qD_h}{L_h} p_n'(0)\, e^{-x/L_h} \end{cases}$$

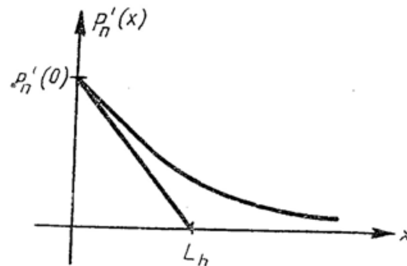


Fig. P.4.12.1

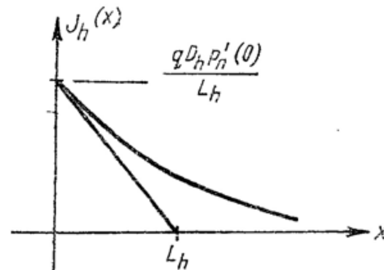


Fig. P.4.12.2

(c) Curentul în joncțiune este

$$I = AJ_h(0) = qAD_h\, p_n'(0)/L_h$$

sau

$$I = \underbrace{\frac{qA\,D_h\,p_{no}}{L_h}}_{I_s} (e^{qV_j/kT} - 1).$$

(d) Densitatea curentului de purtători majoritari se determină din condiția ca curentul total să fie zero (fig. P.4.12.3).

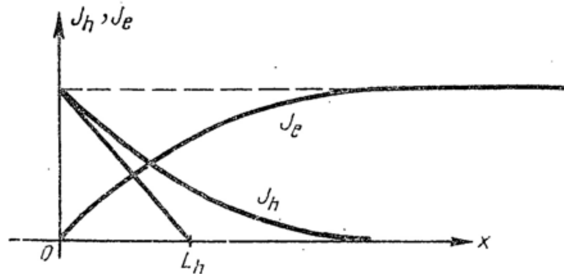


Fig. P.4.12.3

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.16

(a)
$$\left(\frac{dv}{dT}\right)_I = -\frac{kT}{q}a + \frac{V_j}{T} =$$

$$= -4{,}50 + 2{,}34 = -2{,}16 \text{ mV/K}.$$

$a = 0{,}18$ pentru siliciu, la temperatura camerei;

(b) $\Delta T = 53\text{K}$, $\Delta V = -2{,}16 \cdot 53 = -115$ mV.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.17

Sarcina înmagazinată pe unitatea de suprafață în oricare din jumătățile stratului dipolului, este

$$Q = \frac{qal^2}{2}$$

$$= \frac{qa}{2}\left(\frac{3\varepsilon}{2qa}\right)^{2/3}(\psi_0 - V_j)^{-2/3}.$$

Prin urmare, capacitatea joncțiunii (pe unitatea de suprafață) este

$$C_j = -\frac{dQ}{dV_j} = \frac{2}{3}\frac{qa}{2}\left(\frac{3\varepsilon}{2qa}\right)^{2/3}(\psi_0 - V_j)^{-1/3}.$$

Jumătate din grosimea stratului de sarcină este, conform problemei P.4.6.:

$$l = \left(\frac{3\varepsilon}{2qa}\right)^{1/3}(\psi_0 - V_j)^{-1/3}.$$

Prin urmare, C_j se poate scrie

$$C_j = \frac{2}{3}\frac{qa}{2}\frac{3\varepsilon}{2qa}\left(\frac{3\varepsilon}{2qa}\right)^{1/3}(\psi_0 - V_j)^{-1/3}$$

sau $C_j = \dfrac{\varepsilon}{2l}$, ceea ce este în concordanță cu ecuația (4.39), pentru unitatea de suprafață. De observat că $2l$ este lățimea totală a stratului de sarcină spațială.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.18

Potențialul de contact este

$$\psi_0 = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} = \frac{kT}{q} \ln 10^{14} = 2{,}3 \frac{kT}{q} \cdot 14 = 0.8 \text{ V}.$$

Din ecuația (4.38)

$$l = \left[\frac{2\varepsilon}{q} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D} \right]^{1/2} (\psi_0 - V_j)^{1/2} = 3{,}5 \cdot 10^{-5} (\psi_0 - V_j)^{1/2} \text{ cm}.$$

(a) Pentru $V_j = 0$ $\quad l = 3{,}5 \cdot 10^{-5} \cdot (0{,}8)^{1/2} = 3{,}1 \cdot 10^{-5}$ cm.

Capacitatea pe unitatea de suprafață este $C_j = \frac{\varepsilon}{l}$:

$$C_j = \frac{10^{-12}}{3{,}1 \cdot 10^{-5}} = 3{,}2 \cdot 10^4 \text{ pF/cm}^2.$$

(b) Pentru $V_j = -20$ V $\quad l = 3{,}5 \cdot 10^{-5} \cdot (20{,}8)^{1/2} = 16 \cdot 10^{-5}$ cm

$$C_j = \frac{10^{-12}}{16 \cdot 10^{-5}} = 6{,}2 \times 10^3 \text{ pF/cm}^2.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.20

$$I = I_s (e^{qV/kT} - 1) - I_{sc}$$

(a) $V_{oc} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{sc}}{I_s} + 1 \right) = \frac{kT}{q} \ln (2{,}5 \cdot 10^4) = 250$ mV.

$V_{oc} = 250$ mV.

(b) $P = -VI = VI_{sc} - VI_s (e^{qV/kT} - 1)$

$$\frac{dp}{dV} = I_{sc} - I_s (e^{qV/kT} - 1) - VI_s \left(\frac{q}{kT} \right) e^{qV/kT} = 0$$

fie

$$qV/kT = v, \quad I_{sc}/I_s = i.$$

Condiția pentru a obține puterea de ieșire maximă este

$$i = e^V - 1 + ve^V \quad \text{sau} \quad i \approx (v + 1) e^V.$$

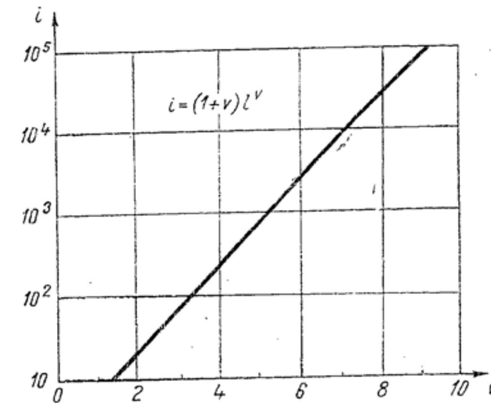


Fig. P. 4.20.

Se va rezolva grafic, cu ajutorul figurii P. 4.20, pentru i dat.

Pentru $i = 2{,}5 \cdot 10^4 \cdot v = 7{,}9$ $\quad V = 197$ mV.

$$I = -25 + 10^{-3} e^{7{,}9} = -22{,}7 \text{ mA}.$$

$$P_{max} = 4{,}5 \text{ mW}.$$

(c) $R_L = \frac{197}{22{,}7} = 8{,}7$ kΩ.

PROBLEME LA CAP. 5

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.1

(b) $\frac{N}{N_s} = erfc \frac{x}{\sqrt{2Dt}} = erfc(u).$

Joncţiunea se află la $N = 5 \cdot 10^{15}\ \text{cm}^{-3}$

$$Ns = 10^{19}\ \text{cm}^{-3}.$$

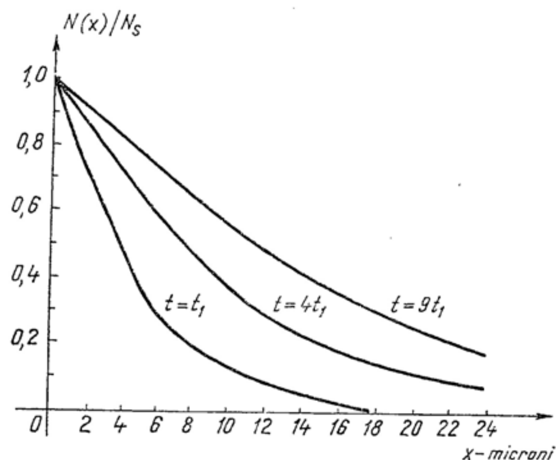


Fig. P. 5.1.

Deci $5 \cdot 10^{-4} = erfc\ u$, din fig. 5.15 $u \approx 2{,}5$

$$2{,}5 = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{2\sqrt{5 \cdot 10^{-13}\,T}}$$

$$T = 0{,}2 \cdot 10^{5}\ \text{s}$$

$$T = 2 \cdot 10^{4}\ \text{s} = 5{,}5\ \text{ore}$$

(c) $2{,}5 = \dfrac{l}{2\sqrt{5 \cdot 10^{-13} \cdot 5{,}4 \cdot 10^{4}}}$ $\quad 15 \cdot 3600 = 5{,}4 \times 10^{14}\ \text{s}$

$$l = 8{,}2 \times 10^{-4}\ \text{cm}$$

$$l = 8{,}2\ \mu.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.2

(b) $\dfrac{N}{M} = \dfrac{1}{(\pi Dt)^{1/2}}\, e^{-x^2/4Dt}$

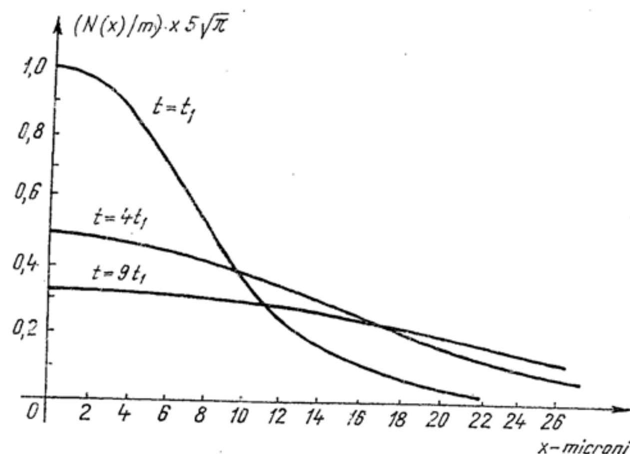


Fig. P. 5.2.

Joncţiunea se află la $N = 5 \cdot 10^{15}\ \text{cm}^{-3}$ $\quad M = 10^{16}\ \text{cm}^{-2}$.

$D = 10^{-12}\ \text{cm}^2/\text{s}$. Dacă $x = 5 \cdot 10^{-4}$ cm, t este dat de

$$0{,}5 = \frac{1}{(\pi Dt)^{1/2}}\, e^{-\frac{25 \cdot 10^{-8}}{4Dt}}$$

Rezultatul este

$$t \approx 6{,}2 \cdot 10^{3}\ \text{s} = 1{,}7\ \text{ore}.$$

(c) $0{,}5 = \dfrac{1}{(3{,}14 \cdot 10^{-12} \cdot 3600)^{1/2}}\, e^{-\frac{x^2}{4 \cdot 10^{-12} \times 3600}}$

$$0{,}53 \cdot 10^{-4} = e^{-u^2} \qquad u \approx 3{,}2$$

$$u = \frac{x}{2\sqrt{Dt}} \qquad x = 3{,}2 \cdot 2 \cdot 6 \cdot 10^{-5} = 38{,}3 \cdot 10^{-5}\ \text{cm}$$

$$x = 3{,}8\ \mu\text{m}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.3

(a) $R = \frac{\rho l}{hW}$.

(b) Dacă $l = h$, rezistența este $R = \frac{\rho}{W}$ și este independentă de l.

(c) $R = 1500 \cdot \frac{20}{2} = 15\ \text{k}\Omega$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.6

Întrucît joncțiunea acoperă 80% din material și pătrunde numai pe o mică fracțiune din grosimea sa, este normal să se presupună că rezistența serie este aceea a unui volum de material dreptunghiular cu rezistivitatea de 2 Ω-cm, secțiunea transversală de 0,2 mm × × 0,2 mm și lungimea 0,1 mm:

$$R = \frac{\rho l}{A} = \frac{2 \cdot 10^{-1}}{4 \cdot 10^{-2}} = 5\ \Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.7

Căderea de tensiune totală (pe diodă, inclusiv rezistența serie) este:

$$V = R_s I + \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I}{I_s} + 1\right).$$

Se caută curentul pentru care are loc relația

$$R_s I = 0{,}1 \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I}{I_s} + 1\right)$$

Pentru $kT/q = 25$ mV, $R_s = 100\ \Omega$, $I_s = 1\ \mu$A, cei doi membri ai ecuației sînt calculați în tabelul de mai jos

I	$R_s I$	I/I_s	$\ln(I/I_s + 1)$	$0{,}1 \frac{kT}{q} \ln(I/I_s + 1)$
1 mA	100	10^3	6,9	17,2
0,1 mA	10	10^2	4,6	11,6
0,12 mA	12	$1{,}2 \times 10^2$	4,8	12,0

În acest caz, rezistența serie contribuie cu 10% la căderea totală de tensiune, la o tensiune totală în sens direct de

$$V = 11 \cdot 12 = 132\ \text{mV}$$

(b) Curentul corespunzător este 0,12 mA.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.8

(a) Condensatorul are o suprafață de 1,5 ori mai mare decît a oricărei diode. Deci, curentul de saturație și capacitatea proprie trebuie să fie de 1,5 ori mai mare decît acelea ale unei diode, la aceeași polarizare

$$C = 12\ \text{pF};$$

$$I_S = 0{,}3\ \mu\text{A}.$$

(b) Capacitatea parazită dintre canalul rezistiv și insula izolatoare de tip p în care este difuzat canalul, poate fi definită în mod riguros numai atunci cînd prin rezistor nu trece curent, adică este echipotențial. În cazul unei polarizări inverse de 3 V între canal și insulă, capacitatea parazită dintre *canal și insulă* este

$$C_1 = 8 \cdot \frac{0{,}02\ \text{mm}^2}{0{,}01\ \text{mm}^2} = 16\ \text{pF}.$$

Capacitatea dintre insula rezistivă și suport este, pentru o polarizare inversă de 5 V:

$$C_2 = 5 \cdot \frac{0{,}07\ \text{mm}^2}{0{,}05\ \text{mm}^2} = 7\ \text{pF}$$

Capacitatea parazită care se cere, dintre canal și suport, rezultă din combinația serie a acestor două

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{7 \cdot 16}{23} = 4{,}9\ \text{pF}.$$

(c) Terminalul 4 leagă un capăt al canalului rezistiv cu regiunea de tip p a condensatorului. Din cauza acestei interconexiuni nu este posibil să se mențină ambele tensiuni ale joncțiunii la valorile la care s-au făcut măsurările. Să presupunem că tensiunea inversă pe joncțiunea dintre insulă și substrat este de 5 V. Insula capacitivă contribuie la capacitatea suportului cu valoarea

$$C = 5 \cdot \frac{0{,}02\ \text{mm}^2}{0{,}05\ \text{mm}^2} = 2\ \text{pF}$$

şi aduce un curent de fugă de

$$i = 0,5 \cdot \frac{0,02\ \text{mm}^2}{0,05\ \text{mm}^2} = 0,2\ \mu\text{A}.$$

Drumul spre suport prin canalul rezistiv şi insula sa izolatoare contribuie, de asemenea, cu o capacitate şi un curent de fugă. Valorile acestor parametri depind de tensiunile pe celălalt capăt al canalului şi pe rezistenţa izolatoare a insulei. Componenta corespunzătoare a curentului de fugă nu poate fi evaluată fără cunoaşterea precisă a acestor tensiuni. Este totuşi rezonabil să se atribuie terminalului 4 o capacitate egală cu jumătate din cea găsită la punctul (*b*) (presupunînd că capacităţile incrementale variază puţin cu tensiunile de polarizare). Deci

$$C_{\text{total}} \approx 2\ \text{pF} + 2,5\ \text{pF} = 4,5\ \text{pF}$$

$$I_{\text{total}} \approx 0,2\ \mu\text{A}$$

(*d*) Problemele de evaluare sînt similare cu cele descrise la punctul (*c*). Se poate aproxima ;

$$C \approx 5\ \text{pF} + \frac{4,9\ \text{pF}}{2} \approx 7,5\ \text{pF}$$

$$I \approx 0,5\ \mu\text{A}.$$

PROBLEME LA CAP. 6

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.2

(*a*) Circuitul (fig. P.6.2.1) conţine două diode, notate (*1*) şi (*2*), astfel încît trebuie luate în considerare patru stări posibile :

(00), (01), (10), (11).

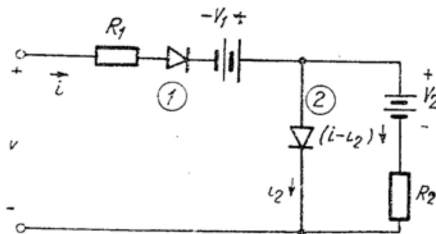


Fig. P.6.2-1.

Vom arăta, mai întîi, că stările (00) şi (11) nu pot avea loc niciodată.

Dacă dioda (*2*) nu conduce, $i_2 = 0$ şi

$$V_2 + iR_2 < 0$$

sau

$$i < -\frac{V_2}{R_2}.$$

Prin urmare, dacă V_2 este presupus pozitiv, dioda (*2*) rămîne blocată numai dacă dioda (*1*) este în conducţie inversă. Întrucît aceasta este imposibil, sîntem obligaţi să conchidem că dioda (*2*) rămîne în conducţie pentru toate combinaţiile posibile dintre *v* şi *i*.

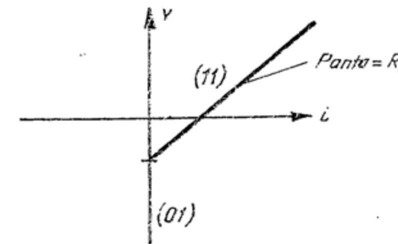


Fig. P. 6.2.2.

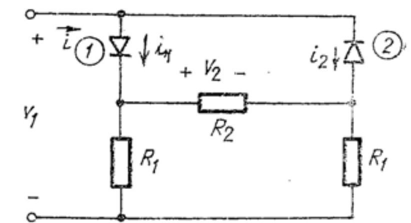


Fig. P. 6.2.3.

Starea (01) reprezintă, desigur, un circuit deschis şi are loc atunci cînd *v* este mai negativ decît $(-V_1)$, (întrucît pe dioda *2*, în conducţie, nu apare cădere de tensiune). Atunci cînd $v > (-V_1)$ circuitul se află în starea (11) (fig. P.6.2.2).

(*b*) Dacă ambele diode ar conduce (fig. P.6.2.3.), tensiunile la ambele extremităţi ale lui R_2 ar fi egale şi prin rezistenţă nu ar trece curent. Curenţii i_1 şi i_2 ar fi amîndoi egali cu V/R_1,ceea ce este imposibil, întrucît pentru aceasta ar trebui ca una din diode să conducă în sens invers. Prin urmare, circuitul nu se poate găsi niciodată în starea (11).

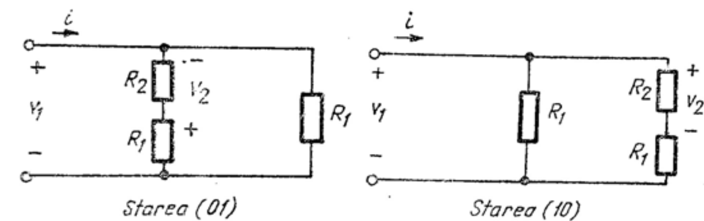


Fig. P. 6.2.4.

În mod similar, ambele diode nu pot fi blocate simultan, căci ar însemna ca tensiunea aplicată să apară la bornele fiecărei diode. În acest caz, una din ele ar fi polarizată în sens direct, ceea ce duce evident la o contradicţie. În concluzie, stările (00) şi (11) nu pot avea loc în acest circuit.

Rămîn de luat în consideraţie numai stările (01) şi (10) (fig. P.6.2.4). Circuitele echivalente corespunzătoare acestor stări sînt identice, în măsura în care ne referim la caracteristicile *terminale*. Există totuşi o diferenţă în ceea ce priveşte polaritatea tensiunii V_2.

Pe baza celor două circuite echivalente, se obţin curbele din fig. P.6.2.5.

(c) După cum se poate observa din fig. P.6.2.6, dioda (1) este blocată atunci cînd $v' > 0$, iar dioda (2) este blocată atunci cînd $v' < E$.

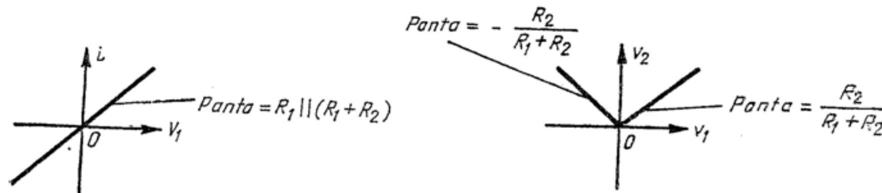


Fig. P. 6.2.5.

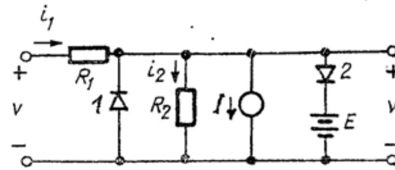
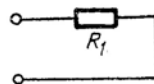


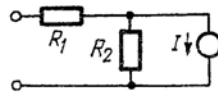
Fig. P. 6.2.6

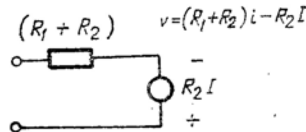
Starea (10)



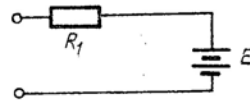
$v = R_1 i$

Starea (00)





Starea (01)



$v = E + R_1 i$

Fig. P. 6.2-7

Prin urmare, una din diode este blocată pentru orice valoare a lui v', şi starea (11) este exclusă.

Circuitele echivalente pentru celelalte trei stări posibile sînt prezentate în fig. P.6.2.7.

Curbele $v-i$ pentru cele trei circuite echivalente se dau în fig. P.6.2.8.

Din fericire, două din aceste linii sînt paralele, astfel încît caracteristicile $v-i$ ale circuitului dat pot fi complet determinate dacă se cunoaşte starea corespunzătoare unui curent pozitiv de valoare mare. Pentru $i \to \infty$ analiza arată că circuitul trebuie să fie în starea (01). Rezultatul dorit este dat deci în fig. P.6.2.9.

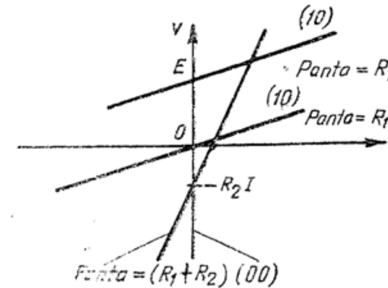


Fig. P. 6.2.8

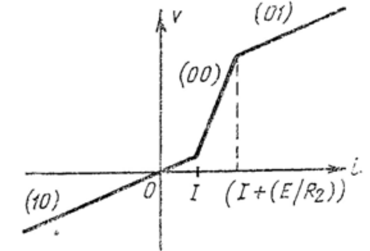


Fig. P. 6.2.9

Evident, $i_2 = 0$ atunci cînd dioda (1) conduce, de exemplu pentru $i_1 < I$.

Cînd dioda (1) este blocată şi dioda (2) conduce, tensiunea E apare la bornele lui R_2 astfel încît $i_2 = E/R_2$ (fig. P.6.2.10). În acest caz:

starea (10) $i_2 = 0$

starea (01) $i_2 = E/R_2$

starea (00) să se unească cu o linie dreaptă punctele de întrerupere.

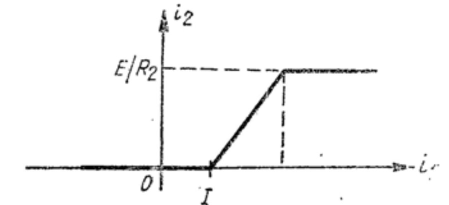


Fig. P. 6.2.10.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.5

(a) Cele trei curbe sînt arătate mai jos.

De observat că printr-o translaţie convenabilă a scalei de tensiune, cele trei curbe ar coincide.

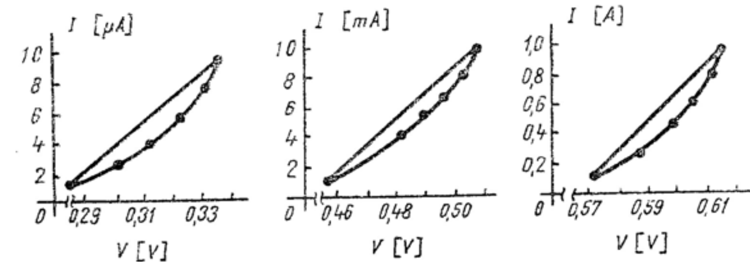


Fig. P. 6.5

(b) Următoarele valori ale lui V_O reprezintă aproximări convenabile ale punctelor de curent nul:

(1) $V_O = 0{,}28$ V

(2) $V_O = 0{,}45$ V

(3) $V_O = 0{,}57$ V

(c) Din ecuaţia diodei, $\mathrm{d}I/\mathrm{d}V \approx \frac{q}{kT} I$, $\quad G = \frac{q}{kT} I$.

(1) $I = 5\,\mu A \quad G = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{2{,}5 \cdot 10^{-2}} = 2 \cdot 10^{-4}$ S ($G^{-1} = 5$ kΩ)

(2) $I = 5$ mA $\quad G = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{2{,}5 \cdot 10^{-2}} = 0{,}2$ S ($G^{-1} = 5\,\Omega$)

(3) $I = 0{,}5$ A $\quad G = \frac{5 \cdot 10^{-1}}{2{,}5 \cdot 10^{-2}} = 20$ S ($G^{-1} = 0{,}05\,\Omega$)

De observat variaţia mare a valorii lui G.

(d) Pantele pot fi citite pe grafice

(1) $G \approx \frac{9 \cdot 10^{-6}}{0{,}0575} = 1{,}6 \cdot 10^{-4}$ S

(2) $G \approx \frac{9 \cdot 10^{-3}}{0{,}0575} = 1{,}6 \cdot 10^{-1}$ S

(3) $G \approx \frac{9 \cdot 10^{-1}}{0{,}0575} = 1{,}6 \cdot 10^{1}$ S

Aceste valori se află în concordanţă cu cele găsite la punctul (c).

(e) Aceste calcule arată că alegerea valorilor, atît pentru G, cît şi pentru V_O, depinde în mod critic de domeniul de valori ale curenţilor în care trebuie aplicat modelul.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.6

(a) Înlocuind condensatorul C cu un scurtcircuit (pentru frecvenţele semnalului) şi dioda prin capacitatea C_j, schema echivalentă pentru determinarea impedanţei Z este cea din fig. P.6.6.1.

$$Z = \frac{1}{C_j s + \frac{1}{R} + \frac{1}{Ls}} = \frac{RLs}{RC_jLs^2 + Ls + R}$$

$$Z = R\frac{Ls}{RLC_js^2 + Ls + R}.$$

Rădăcinile numitorului sînt:

$$S = \frac{-L \pm \sqrt{L^2 - 4R^2LC_j}}{2C_jLR} = -\frac{1}{2RC_j} \pm j\sqrt{\frac{1}{LC_j} - \left(\frac{1}{2\,RC_j}\right)^2}$$

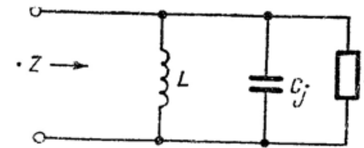


Fig. P.6.6.1

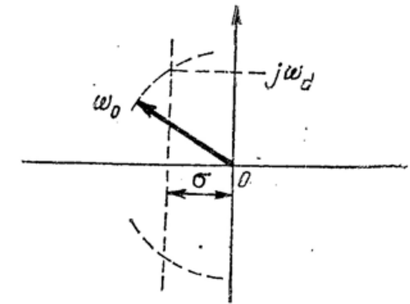


Fig. P. 6.6.2

Diagrama polilor şi zerourilor lui Z este cea din fig. 6.6.2.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_j}}$$

$$\alpha = \frac{1}{2\,RC_j}$$

Frecvenţa de rezonanţă este $\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \sigma^2}$

Lărgimea de bandă la 3 dB este $2\sigma = 1/RC_j$.

(b) Dacă $\omega_0 \gg \sigma$, $\omega_d \approx \omega_0 = \sqrt{1/LC_j}$. Pentru ca ω_0 să varieze într-un domeniu 2 : 1, C_j trebuie să varieze într-un domeniu 4 : 1.

$$(C_j)_{max} = C_0 \frac{\psi_0^{1/2}}{(\psi_0 + 2)^{1/2}} = \frac{C_0}{\sqrt{3}}$$

$$(C_j)_{min} = C_0 \frac{\psi_0^{1/2}}{(\psi_0 + V_{max})^{1/2}} = \frac{1}{4} \frac{C_0}{\sqrt{3}}$$

$V_{max} = 47$ V.

(c) Cea mai mică frecvență de rezonanță corespunde la $(C_j)_{max}$

$$(C_j)_{max} = 11{,}5 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{F}$$

$$(\omega_0)_{min} = 2\pi (f_0)_{min} = 6{,}28 \cdot 10^7\ \mathrm{s}^{-1}$$

$$L = \frac{1}{C_j \omega_0^2} \approx 22 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{H} = 22\ \mu\mathrm{H}.$$

Impedanța la rezonanță este R; deci $R = 10$ kΩ.

Banda 2σ este $1/RC_j$. Banda minimă, corespunzătoare celei mai mici frecvențe de rezonanță este

$$(B\omega)_{min} = 8{,}7 \cdot 10^6\ \mathrm{rad/s}$$

$$\approx 1{,}38\ \mathrm{MHz}.$$

La cea mai înaltă frecvență de rezonanță, banda este

$$(B\omega)_{max} = 4(B\omega)_{min} \approx 5{,}5\ \mathrm{MHz}.$$

De observat că atunci cînd ω_0 variază, se schimbă și valoarea factorului de calitate Q al circuitului rezonant.

(d) Este de dorit, desigur, să nu se polarizeze direct dioda. Tensiunea de vîrf a semnalului trebuie să fie mai mică decît 2 V. Pentru a evita distorsiunile armonice ce apar datorită relației neliniare dintre Q_j și V, este necesar să se limiteze și mai mult tensiunea semnalului.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.7

(a) În circuitul din fig. P.6.7.1, conductanța diodei la semnal mic în punctul de funcționare I_O, este

$$g = \left.\frac{dI}{dV}\right|_{I=I_O} = \frac{d}{dV} I_S (e^{qV/kT} - 1) = \frac{q}{kT} I_S (e^{qV/kT})$$

$$= \frac{q}{kT}(I_O + I_s) \approx \frac{q}{kT} I_O \quad \text{cînd } I_O \gg I_S.$$

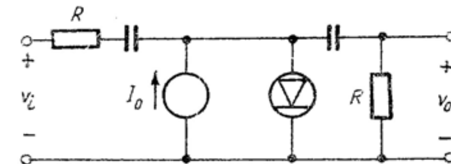


Fig. P. 6.7.1

Deci $r = 1/g = kT/qI_O$.

Capacitățile pot fi privite ca scurtcircuite, iar sursa de curent ca un circuit deschis; acum circuitul arată ca în fig. 6.7.2.

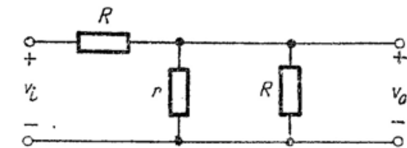


Fig. P. 6.7.2.

(b)

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{r\|R}{R + r\|R} = \frac{rR/(R+r)}{R + \frac{rR}{R+r}}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{rR}{R(R+r) + rR} = \frac{r}{R + 2r}.$$

Inserînd valoarea $r = kT/qI_O$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{kT/qI_O}{R + (2kT/qI_O)} = \frac{kT/q}{I_O R + 2(kT/q)}$$

Se calculează această valoare pentru diferiţi I_0,

I_0(mA)	I_0R(V)	v_o/v_i
0,1	0,01	0,417
0,2	0,02	0,357
0,5	0,05	0,250
1,0	0,10	0,167
2,0	0,20	0,100
5,0	0,50	0,0455
10,0	1,00	0,0238

(c) Dezvoltînd în serie pe $I_{diodă}$ în jurul lui I_0, obţinem expresia de mai jos, în care v_o este tensiunea de ieşire.

$$I_{diodă} \approx I_o\left(1 + \frac{qv_o}{kT} + (q/kT)^2\frac{v_o^2}{2} + \ldots\right)$$

Pentru v_o mai mic de 10 mV, termenul al doilea are cel mult valoarea $\frac{1}{2}\left(\frac{2}{5}\right)^2 = 8\%$.

La I_o=0,1 mA, factorul de transfer în tensiune are valoarea maximă; deci, în acest punct de funcţionare, variaţiile tensiunii de intrare vor produce cele mai mari variaţii ale tensiunii diodei

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{r}{R + 2r} = 0{,}417.$$

De exemplu, o variaţie a lui v_o de 10 mV, implică o variaţie de aproximativ (10/0,417)mV a lui v_i

$$\Delta v_i = 24 \text{ mV}.$$

Totuşi aceasta produce o neliniaritate mult mai mică în raportul dat, şi anume de:

$$\frac{\frac{250(1{,}08)}{100 + 250(1{,}08)} - 0{,}417}{0{,}417} = \% \text{ variaţia raportului}$$

$$\frac{0{,}005}{0{,}417}\, 0{,}1\ \%.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.8

Enunţul problemei pune accentul pe conductanţe, ceea ce sugerează imediat încercarea unei combinaţii de diode în paralel. Circuitul echivalent în curent alternativ ar fi cel din figura

P.6.8.1 (a se vedea problema 6.7) în care g_1 şi g_2 sînt conductanţele de curent alternativ ale diodelor. Pentru acest circuit, conductanţa de transfer $i_o/v_i = g_2$ poate fi variată prin intermediul curentului continuu de polarizare prin dioda 2, în timp ce admitanţa de intrare a circuitului,

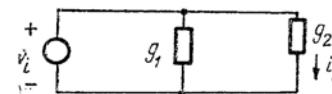


Fig. P.6.8.1

$y_i = g_1 + g_2$ trebuie să fie independentă atît de g_1 cît şi de g_2. Atît g_1 cît şi g_2 pot fi exprimate în funcţie de curenţii de polarizare respectivi, astfel încît (ca şi în problema P.4.8)

$$y_i = \frac{q}{kT}(I_1 + I_2).$$

Se vede deci că y_i va fi constant pentru un circuit în care $(I_1 + I_2)$ este constant. Legea lui Kirchoff pentru curenţi sugerează un circuit de polarizare de tipul celui din fig. P.6.82.

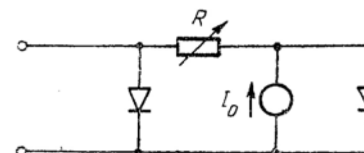


Fig. P. 6.8.2

În această etapă a rezolvării, acest circuit de curent continuu poate să nu satisfacă cerinţele de curent alternativ impuse.

Circuitul de curent continuu poate fi făcut compatibil cu cel de curent alternativ prin adăugarea a două capacităţi, ca în fig. P.6.8.3.

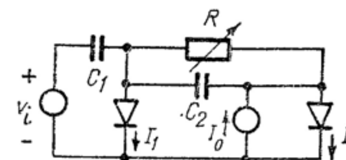


Fig. P. 6.8.3

C_1 împiedică trecerea curentului continuu de la sursă (altminteri suma $I_1 + I_2$ nu ar fi constantă), iar C_2 determină căderi de tensiune alternativă egale pe cele două diode (aşa ca în circuitul echivalent de curent alternativ; rezistenţa variabilă R serveşte la varierea curentului de polarizare, pentru obţinerea unei conductanţe de transfer variabile.

REZOLVAREA PROBLEMEI P.6.9

(*a*) Dacă $V_G = +V$, diodele ar fi polarizate direct. Circuitul este cel din fig. P.6.9.1.

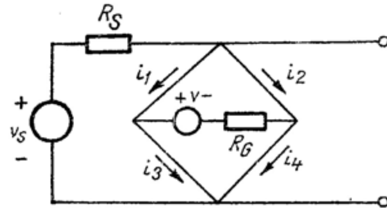


Fig. P. 6.9.1

O tensiune V_s pozitivă face să crească curenţii i_2, i_3 şi i_4, ceea ce întăreşte conducţia diodelor *2* şi *3* şi reduce curentul direct al diodelor *1* şi *4*. Evident, poarta nu va fi închisă dacă curentul în diodele *1* sau *4* devine nul. Utilizînd principiul suprapunerii efectelor obţinem :

$$i_1 = \frac{1}{2}\left(-\frac{V}{R_G} + \frac{v_S}{R_S}\right).$$

Deci valoarea critică a lui v_S (pentru care $i_1 = 0$) este $v_S = (R_S/R_G)V$. Pe baza simetriei circuitului, se deduce valoarea negativă corespunzătoare a lui v_S :

$$v_S = -\frac{R_S}{R_G}V.$$

Trebuie deci să avem $|v_S| < (R_S/R_G)V$ sau $|v_S| < 2$ V.

(*b*) Avînd $V_G = -V$ diodele ar fi polarizate invers. Circuitul este cel din fig. P.6.9.2.

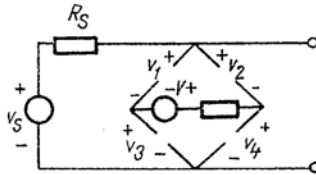


Fig. P. 6.9.2

O tensiune v_S pozitivă face să crească tensiunile v_1, v_2, v_3 şi v_4, determinînd o creştere a polarităţii inverse pe diodele *1* şi *4*, şi o reducere a polarizării inverse pe diodele *2* şi *3*. Poarta va fi deschisă numai dacă *suma* tensiuniie v_2 şi v_3 este negativă. Întrucît nu există căderi de tensiune pe R_S şi pe R_G şi avem

$$v_2 + v_3 = -V + v_S.$$

Deci, valoarea critică a lui v_S (pentru care $v_2 + v_3 = 0$) este

$$v_S = V.$$

Pe baza simetriei circuitului, valoarea negativă corespunzătoare a lui v este $v_S = -V$. Deci tebuie să avem $|v_S| < V$ sau $|v_S| < 10$ volţi.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.10

Tensiunea de intrare este $v_S(t) = V_m \sin \omega t$.

(*a*) Dioda intră în conducţie cînd v_S depăşeşte tensiunea de prag, V_O. Fie acest moment t_1.

$$V_m \sin \omega t_1 = V_O \quad \text{sau} \quad \sin \omega t_1 = \frac{V_O}{V_m}.$$

În mod asemănător dioda se blochează cînd v_S scade sub tensiunea de prag. Fie acest moment t_2.

$$V_m \sin \omega t_2 = V_O \qquad \sin \omega t_2 = \frac{V_O}{V_m}$$

(*b*) Rezultatele sînt prezentate în figura de mai jos.

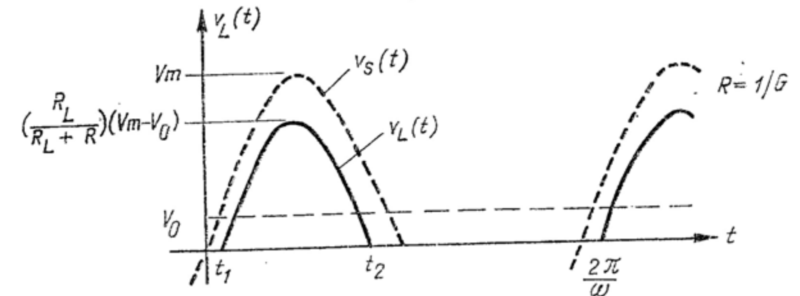


Fig. P. 6.10

(*c*) Componenta de curent continuu a tensiunii de ieşire este V_L

$$\left(\frac{R_L + R}{R_L}\right) V_L = \frac{\int_{t_1}^{t_2} (V_m \sin \omega t - V_O)\, dt}{\frac{2\pi}{\omega}} = \frac{V_m \omega}{2\pi}\int_{t_1}^{t_2} \sin \omega t\, dt - \frac{V_O \omega}{2\pi}(t_2 - t_1)$$

$$V_L = \frac{V_m}{2\pi}(\cos \omega t_1 - \cos \omega t_2) - \frac{V_O \omega}{2\pi}(t_2 - t_1)\,\frac{R_L}{R_L + R}$$

Dacă $V_O \ll V_m$, putem aproxima pe t_1 şi pe t_2

$$t_1 \approx \frac{V_O}{\omega V_m}$$

$$t_2 \approx \frac{1}{\omega}\left(\pi - \frac{V_O}{V_m}\right)$$

Deci $t_2 - t_1 \approx \frac{\pi}{\omega} - \frac{2V_O}{\omega V_m}$

$$\cos \omega t_1 \approx 1 - \frac{1}{2}(\omega t_1)^2 = 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{V_O}{V_m}\right)^2$$

$$\cos \omega t_2 \approx -1 + \frac{1}{2}\left(\frac{V_O}{V_m}\right)^2$$

$$\cos \omega t_1 - \cos \omega t_2 \approx 2 - \left(\frac{V_O}{V_m}\right)^2$$

În final

$$V_L \approx \left\{\frac{V_m}{2\pi}\left[2 - \left(\frac{V_O}{V_m}\right)^2\right] - V_O\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\frac{V_O}{V_m}\right)\right\}\left(\frac{R_L}{R_L + R}\right).$$

(*d*) Dorim $V_L = 4$V. Deoarece $\frac{R_L}{R_L + R} = \frac{10}{10 + 2} = 0{,}83$ avem

$$1{,}2 \cdot 4 = \frac{V_m}{2\pi}\left[2 - \left(\frac{V_O}{V_m}\right)^2\right] - V_O\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\frac{V_O}{V_m}\right)$$

din care poate fi dedusă tensiunea V_m. Un rezultat rapid se poate obţine prin aproximări succesive. Presupunem mai întîi că $V_O = 0$. Aceasta conduce la

$$V_m = \pi\ 1{,}2 \cdot 4 = 15{,}1 \text{ V}.$$

Acum, avînd $V_O = 0{,}5$ V şi $V_m \approx 15$ V, avem

$$1{,}2 \cdot 4 = \frac{V_m}{2\pi}(2 - 0{,}001) - 0{,}5\left(\frac{1}{2} - \frac{0{,}033}{\pi}\right).$$

O a doua aproximaţie pentru V_m este deci

$$V_m = \pi\ (1{,}2 \cdot 4 + 0{,}24) = 15{,}8 \text{ V}.$$

Deci, valoarea de vîrf a tensiunii de intrare este $V_m = 15{,}8$ V. Valoarea de vîrf a tensiunii de ieşire este $0{,}83 \cdot (15{,}8 - 0{,}5) = 12{,}8$ V. Componenta de c.c. a curentului în sarcină este $\frac{4}{10} = 0{,}4$ A.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.11

Se presupune $\frac{\omega}{2\pi} = 60$ Hz, $T = 16{,}7$ ms.

(*a*) Valoarea de la vîrf la vîrf a tensiunii de zgomot este, conform ecuaţii (6.16 c)

$$\Delta v = V_m \frac{T}{R_{LC}} = 10 \cdot \frac{16{,}7}{500} = 0{,}33 \text{ V}.$$

(*b*) Intervalul de conducţie este, conform ecuaţiei (6.17 d),

$$\omega \Delta t \approx \sqrt{2\frac{\Delta v}{V_m}} = \sqrt{\frac{33}{500}} = \sqrt{0{,}066} = 0{,}26 \text{ rad.} = 15 \text{ grade.}$$

(*c*) Valoarea medie a curentului prin diodă este $\frac{10 \text{ V}}{1\text{k}\Omega} = 10$ mA.

(*d*) Valoarea de vîrf a curentului prin diodă este

$$10 \cdot \frac{2}{0{,}26} = 240 \text{ mA}.$$

(*e*) $V_m = V + \frac{1}{2}\Delta V = 10{,}15$ V.

(*f*) $V_m = 10{,}15 + 0{,}8 = 10{,}95$ V.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.12

Condensatorul se încarcă la valoarea de vîrf a tensiunii de intrare, V_m.

(*a*) $V_m = 40$ V.

(*b*) Un zgomot de 1 % corespunde la un Δv egal cu

$$\Delta v = 0{,}4 \text{ V}.$$

Întrucît intervalele de conducție reprezintă o mică parte dintr-o perioadă, trebuie să avem :

$$C \Delta v = I_L \; T/2$$

unde I_L este curentul în sarcină, iar T perioada. Presupunînd din nou că se lucrează la 60 Hz:

$$C = \frac{25 \cdot 10^{-3} \cdot 16{,}7 \times 10^{-3}}{2 \cdot 0{,}4} = 520 \ \mu\text{F}$$

$$C = 520 \ \mu\text{F}.$$

PROBLEME LA CAPITOLUL 7

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.1

Din problema 2.15 rezultă

$$\frac{dQ_b}{dt} + \frac{Q_b}{\tau_b} = -I_{BA}$$

în care

$$Q_b = qA \int_0^{W_b} p_b'(x)dx.$$

Semnul minus este necesar, deoarece direcția de referință pentru I_{BA} este aceea care intră în bază, în timp ce efectul fizic corespunde unui flux de sarcini pozitive care iese din bază (realmente, electronii încărcați negativ intră în bază unde se recombină cu golurile).

Pentru regimul staționar, aceasta se scrie

$$-I_{BA} = \frac{Q_b}{\tau_b} = \frac{qA}{\tau_b} \int_0^{W_b} p_b'(x)\, dx.$$

Obținem pe $p_b'(x)$ din graficul densității de goluri excedentare

$$p_b(x) = p_{bo} e^{qV_{EB}/kT} \left(1 - \frac{x}{W_b}\right).$$

Deci,

$$p_b'(x) = p_{bo} e^{qV_{EB}/kT} \left(1 - \frac{x}{W_b}\right) - p_{bo}$$

$$= p_{bo}(e^{qV_{EB}/kT} - 1) - p_{bo} e^{qV_{EB}/kT} \frac{x}{W_b}$$

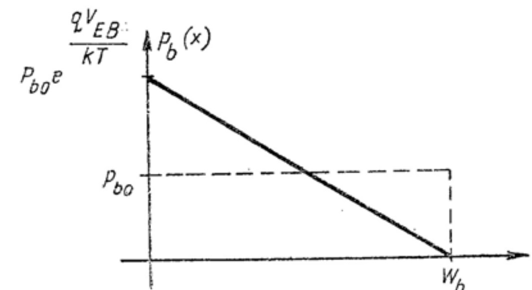


Fig. P. 7.1

Înlocuind în expresia lui I_{BA}, se obține :

$$-I_{BA} = \frac{Q_b}{\tau_b} = \frac{qA}{\tau_b} \int_0^{W_b} p_{bo}(e^{qV_{EB}/kT} - 1) - p_{bo} e^{qV_{EB}/kT} \left(\frac{x}{W_b}\right) dx =$$

$$= \frac{qAW_b p_{bo}}{\tau_b} \left(e^{qV_{EB}/kT} - \frac{3}{2}\right).$$

Curentul de colector ce rezultă din difuzia de goluri, asociată cu această distribuție, este

$$I_C = qAD_b \frac{dp_b}{dx} = -\frac{qAD_b p_{bo}}{W_b} e^{qV_{EB}/kT}.$$

Prin urmare, raportul I_{BA}/I_C este

$$\frac{I_{BA}}{I_C} = \frac{\frac{qAW_b p_o}{\tau_b}\left(e^{qV_{EB}/kT} - \frac{3}{2}\right)}{\frac{qAD_b p_{bo}}{W_b}(e^{qV_{EB}/kT})}.$$

Pentru o polarizare directă suficient de mare la joncțiunea emitorului $\left(\text{de ex. } V_{EB} \gg \frac{kT}{q}\right)$,

$$\frac{e^{qV_{EB}/kT} - \frac{3}{2}}{e^{qV_{EB}/kT}} \approx 1.$$

În aceste condiţii

$$\frac{I_{BA}}{I_C} = \frac{W_b^2}{2(D_b\tau_b)} = \frac{1}{2}\frac{W_b^2}{L_b} = \text{defect în bază.}$$

Deci: $I_{BA} = \delta_B I_C$

unde $\delta_B = \frac{1}{2}\left(\frac{W_b}{L_b}\right)^2.$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.2

În fig. P.7.2.1, respectiv fig. P.7.2.2 sînt prezentate concentraţiile de purtători minoritari în emitor, respectiv în bază.

$$I_{BB} = (-q)AD_e\frac{\partial n_e}{\partial x} = -qAD_e\frac{n_{eo}e^{qV_{EB}/kT} - n_{eo}}{W_e} =$$

$$= -\frac{qAD_en_{eo}}{W_e}(e^{qV_{EB}/kT} - 1).$$

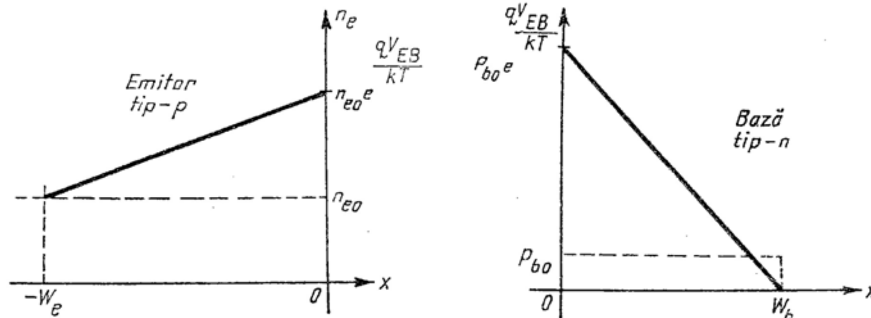


Fig. P. 7.2.1

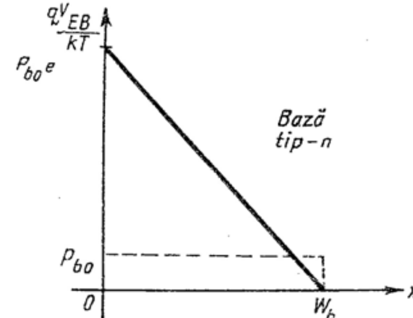


Fig. P. 7.2.2

I_{BB} este negativ, deoarece efectul fizic corespunde intrării electronilor în bază. Prin urmare

$$\frac{I_{BB}}{I_C} = \frac{\frac{-qAD_en_{eo}}{W_e}(e^{qV_{EB}/kT} - 1)}{\frac{-qAD_bp_{bo}}{W_b}(e^{qV_{EB}/kT})} = \frac{D_eW_bn_{eo}}{D_bW_ep_{bo}}(1 - e^{-(qV_{EB}/kT)}).$$

Dacă $V_{EB} \gg \frac{kT}{q}$, exponenţiala este neglijabilă (de ex. $e^{qV_{EB}/kT} \gg 1$) şi $I_{BB} = \delta_E I_C$,

unde

$$\delta_E = \frac{D_eW_bn_{eo}}{D_bW_ep_{bo}} = \text{defect de emitor.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.3

$$I_B + (I_{BA} + I_{BB}) = \delta_E I_C + \delta_B I_C = (\delta_E + \delta_B)I_C.$$

Prin definiţie

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \text{ [din ec. (7.10 b)]}$$

$$\beta_E = \frac{1}{\delta_E + \delta_B}.$$

Prin definiţie

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} = \frac{1}{1 + 1/\beta_F} \text{ [din ec. (7.11a)]}$$

$$\alpha_F = \frac{1}{1 + \delta_E + \delta_B} \approx 1 - \delta_E - \delta_B.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.4

În fig. P.7.4.1 sînt date două din reprezentările tranzistorului *npn*.

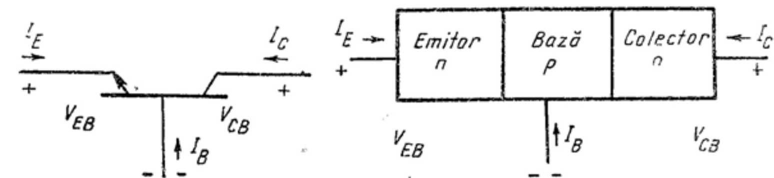


Fig. P. 7.4.1.

(*a*) Întrucît emitorul este mult mai puternic dopat decît baza, se poate neglija curentul în emitor (a se vedea problema 7.2). În fig. P.7.4.2. este reprezentată concentraţia $n_b(x)$. Din ecuaţia (3.10 b)

$$n_b'(0) = n_{bo}(e^{qV_j/kT} - 1).$$

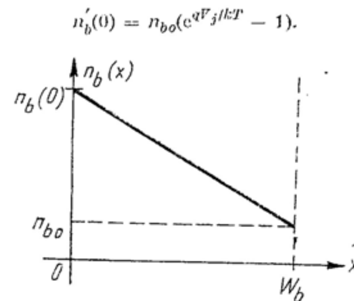


Fig. P. 7.4.2

Prin definiţie

$$V_j = V_{\text{tip } p} - V_{\text{tip } n} = V_{BE} = -V_{EB}.$$

Deci

$$n_b'(0) = n_{bo}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1).$$

(Observaţie: Întrucît pentru polarizări directe $V_{EB} < 0$, vom avea $n_b'(0) > 0$).

Pentru o polarizare nulă a joncţiunii colectorului, avem $n_b'(W) = 0$. Deci, concentraţia de purtători excedentari la limitele bazei este:

$$n_b'(0) = n_{bo}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1);$$

$$n_b'(W) = 0.$$

Aceste condiţii limită sînt similare cu acelea valabile pentru dioda cu bază subţire (cu orientarea convenabilă a materialelor de tip n şi p).

(*b*) Curentul de electroni în bază are loc în principal datorită difuziei:

$$J_e = qD_b \frac{\partial n_b'}{\partial x}.$$

Prin urmare, întrucît J_e este independent de x, $\frac{\partial n_b'}{\partial x}$ = const şi deci $n_b'(x) = a + bx$ (fig. P.7.4.3).

De la punctul (*a*), $n_b'(W) = 0 = a + bW \to b = -\frac{a}{W}$. De asemenea, de la punctul (*a*):

$$n_b'(0) = n_{bo}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1).$$

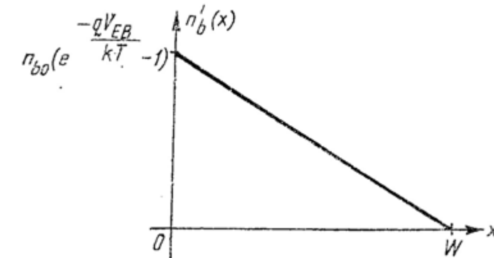


Fig. P. 7.4.3

Deci,

$$n_b'(x) = n_{bo}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1)\left(1 - \frac{x}{W}\right).$$

(*c*)
$$n_b(x) = n_{bo} + n_b'(x) = n_{bo} + n_{bo}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1)\left(1 - \frac{x}{W}\right).$$

Datorită neutralităţii electrice

$$p_b(x) = p_{bo} + n_b'(x) = p_{no} + n_{bo}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1)\left(1 - \frac{x}{W}\right);$$

$$J_e\Big|_{\text{difuzie}} = qD_b \frac{\partial n'}{\partial x'} = -\frac{qD_e n_{bo}}{W}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1);$$

$$J_h\Big|_{\text{difuzie}} = qD_h \frac{\partial p'}{\partial x} = \frac{qD_h n_{bo}}{W}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1).$$

Datorită unor motive similare cu acelea din text, se poate să nu existe un curent longitudinal de purtători majoritari în regiunea bazei. Curentul de difuzie trebuie deci să fie aproape anulat de un curent de deplasare de goluri. Deci:

$$J_h = J_h\Big|_{\text{difuzie}} + J_h\Big|_{\text{deplasare}} = 0.$$

La nivele mici de injecţie, cîmpul electric asociat are un efect neglijabil asupra mişcării electronilor-purtători majoritari.

În fig. P.7.4.4 sînt prezentate concentraţiile $n_b(x)$, $p_b(x)$, iar în fig. P.7.4.5 densităţile curentului de difuzie.

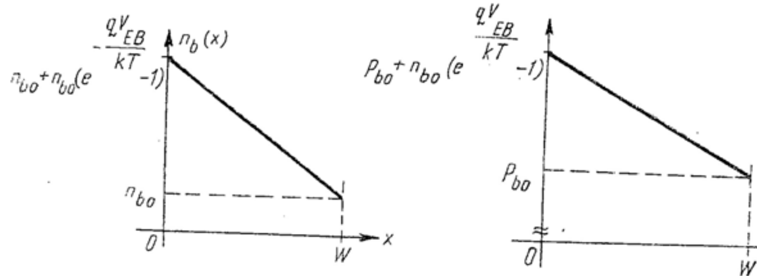


Fig. P. 7.4.4

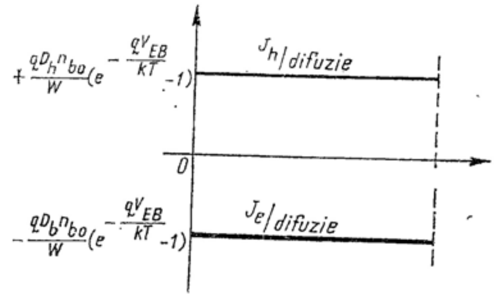


Fig. P. 7.4.5

(*d*) I_C este egal cu minus curentul ce trece de la emitor la colector prin joncţiunea colectorului. Deci

$$-I_C = -(-q)AD_b\frac{\partial n'_b}{\partial x} =$$

$$= \frac{qD_bAn_{bo}}{W}(e^{-qV_{EB}/kT}-1)$$

$$I_C = +\frac{qD_bAn_{bo}}{W}(e^{-qV_{EB}/kT}-1).$$

(*e*) Numărul de electroni ce se recombină în bază în unitatea de timp, este dat de

$$\frac{qA}{\tau}\int_0^W n'_b(x)\,dx.$$

Fiecare electron ce se recombină, necesită un gol din contactul bazei, deci:

$$+I_B = \frac{qA}{\tau}\int_0^W n_{bo}(e^{-qV_{EB}/kT}-1)\left(1-\frac{x}{W}\right)dx;$$

$$I_B = \frac{qA}{\tau}n_{bo}(e^{-qV_{EB}/kT}-1)\left(\frac{W}{2}\right).$$

(*f*) De la punctul (*d*) şi (*e*),

$$\frac{I_B}{I_C} = \frac{\dfrac{qWn_{bo}A}{2\tau}(e^{-qV_{EB}/kT}-1)}{\dfrac{qD_bAn_{bo}}{W}(e^{-qV_{EB}/kT}-1)},$$

$$= \frac{W^2}{2D_b\tau} = \frac{1}{2}\left(\frac{W}{L_b}\right)^2$$

unde $L_b = \sqrt{D_b\tau}$.

Se înlocuieşte aceasta în $I_E = -I_C - I_B$ pentru a obţine

$$I_E = -I_C - \frac{1}{2}\left(\frac{W}{L_b}\right)^2 I_C = -\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{W}{L_b}\right)^2\right]I_C =$$

$$= -\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{W}{L_b}\right)^2\right]\frac{qD_bAn_{bo}}{W}(e^{-qV_{EB}/kT}-1).$$

g) De la punctul (*f*) avem:

$$I_E = -\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{W}{L_b}\right)^2\right]\frac{qD_bAn_{bo}}{W}(e^{-qV_{EB}/kT}-1).$$

Prin definiţie:

$$I_{ES} = \left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{W}{L_b}\right)^2\right]\frac{qD_bAn_{bo}}{W} \approx \frac{qD_bAn_{bo}}{W}$$

şi

$$\alpha_F = \frac{1}{1+\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{W}{L_b}\right)^2} \approx 1-\frac{1}{2}\left(\frac{W}{L_b}\right)^2.$$

I_E şi I_C pot fi scrise sub forma :

$$I_E = -I_{ES}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) ;$$

$$I_C = -\alpha_F I_E = \alpha_F(-I_E) = \alpha_F I_F .$$

Aceasta sugerează modelul din figura P.7.4.6.

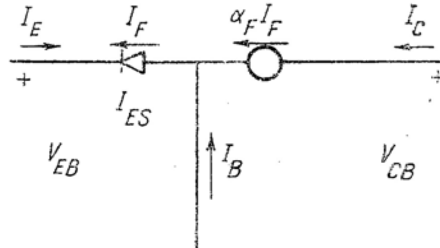


Fig. P. 7.4.6

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.10

Concentraţia de purtători minoritari la marginile stratului de sarcină spaţială a colectorului este proporţională cu :

$$e^{qV_{CB}/kT} = e^{-q/kT(V_{CE}+V_{EB})}$$

Deci

$$p_0(W) \approx 0$$

şi

$$n_c(W) \approx 0$$

de cîte ori $\begin{cases} V_{EB} > 0 & \text{(emitor polarizat direct)} \\ V_{CE} < -V_{EB} & \text{(colector polarizat invers)} \end{cases}$

Deci, în condiţii de funcţionare normale, concentraţiile de purtători minoritari la toate marginile straturilor de sarcină spaţială, devin practic independente de V_{CE}, depinzînd numai de V_{EB}

(*a*) şi (*c*) Utilizînd aceste condiţii la limită, precum şi geometria tranzistorului, se poate calcula I_C, şi, de asemenea, caracteristicile de intrare, care trebuie să fie independente de V_{CE} în măsura în care geometria însăşi nu depinde de V_{CE}.

Pentru aproximaţii de ordinul întîi, geometria este, de fapt, independentă de V_{CE}, dar, pentru calcule mai exacte, nu se mai poate neglija variaţia lăţimii bazei datorită lărgirii stratului spaţială, aşa cum s-a arătat în 7.5.

(*b*) Cînd golurile sînt injectate în regiunea bazei, difuzează aproape toate în bază şi sînt colectate de colector. În acest caz

$$I_C \approx -I_E.$$

Totuşi, un mic procent din aceste goluri se recombină, iar contactul bazei trebuie să furnizeze majoritatea purtătorilor pentru a susţine această recombinare. Întrucît viteza de recombinare este proporţională cu numărul de purtători disponibili, această componentă a curentului de bază trebuie să fie aproape proporţională cu I_C (a se vedea problema 7.1).

Altă componentă a curentului de bază furnizează electronii injectaţi în emitor. Întrucît această componentă este reprezentată de aceeaşi exponenţială ($e^{qV_{EB}/kT}$) ca şi curentul de colector, ea trebuie să fie de asemenea proporţională cu I_C (a se vedea problema 7.2).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.13

(*a*) Circuitul echivalent se dă în fig. P.7.13.1.

(*b*) În funcţie de valoarea lui V_B se pot lua în considerare trei domenii de funcţionare.

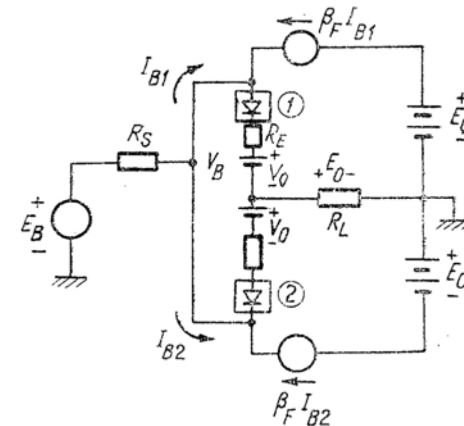


Fig. P.7.13.1

1) Pentru $-V_O < V_B < V_O$ nici o diodă nu conduce, nu există curent în tranzistor, iar $E_O = 0$.

2) Pentru $V_B > V_O$, dioda (*1*) conduce şi dioda (*2*) rămîne blocată ; circuitul se reduce la cel din fig. P.7.13.2.

Aplicarea legii lui Kirchoff pentru tensiuni ochiului de intrare conduce la :

$$E_B = I_{B1}R_S + (\beta_F + 1) I_{B1}(R_E + R_L) + V_O .$$

Deci

$$I_{B1} = \frac{E_B - V_O}{R_S + (\beta_F + 1)(R_E + R_L)} \quad \text{și} \quad E_O = R_L(\beta_F + 1) I_{B1}$$

$$E_O = \frac{(E_B - V_O) R_L (\beta_F + 1)}{R_S + (\beta_F + 1)(R_E + R_L)}$$

Pentru $V_B > E_O$

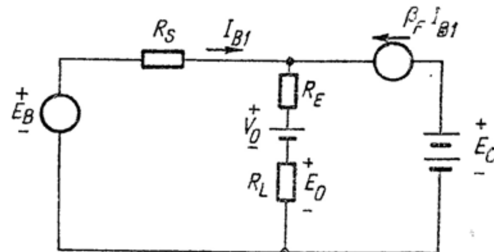


Fig. P. 7.13.2

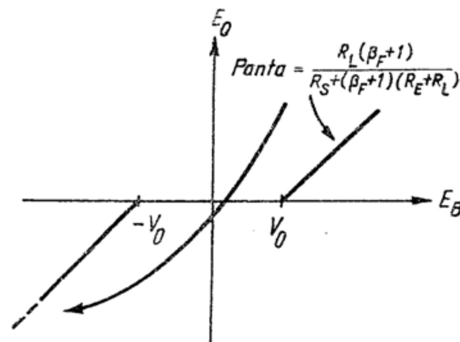


Fig. P. 7.13.3

3) Pentru $V_B < -V_O$ dioda (2) conduce, în timp ce dioda (1) rămîne blocată. Circuitul diferă de cel de mai sus numai prin aceea că polaritățile lui V_O și E_C sînt inversate. Tensiunea de ieșire este

$$E_O = \frac{(E_B + V_O) R_L (\beta_F + 1)}{R_S + (\beta_F + 1)(R_E + R_L)} \quad \text{pentru} \quad E_B < -V_O.$$

(c) Caracteristica de transfer este dată în fig. P.7.13.3

(d) Acest amplificator produce distorsiuni importante pentru semnalele de intrare din domeniul $-V_O < E_B < V_O$. Zona interzisă poate fi eliminată adăugînd o baterie de polarizare fiecărei baze, așa ca în fig. P.7.13.4

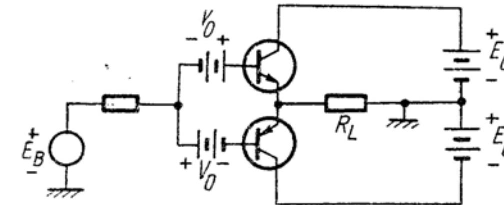


Fig. P. 7.13.4.

Printr-un raționament simplu se poate arăta că cele două baterii de valoare V_O pot fi înlocuite cu diode polarizate direct.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.14

(a) $V_{CE} + I_C R_L = V_{CC}$;

$V_{CE} = V_{CC} - R_L I_C$.

Aceste drepte de sarcină pot fi suprapuse pe caracteristicile de intrare și de ieșire din fig.7.25.

(b) $V_I = R_B I_B + V_{BE}$;

$V_{BE} = V_I - R_B I_B$.

(c) Curentul de bază ce corespunde unei anumite valori a lui V_I se citește direct din graficul caracteristicilor de intrare.

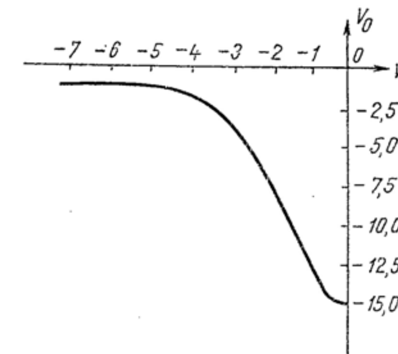


Fig. P. 7.14

Pe familia caracteristicilor de ieşire, intersecţia dintre curba corespunzătoare acestui curent de bază şi dreapta de sarcină, determină valorile lui V_{CE} şi I_C ce rezultă din alegerea făcută pentru V_I.

Procesul se repetă pentru un ansamblu de valori ale lui V_I, pentru a obţine caracteristica de transfer.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.15

Caracteristica $v_O - v_I$ a acestui amplificator a fost ridicată în problema 7.14. Din caracteristici se observă că v_O poate fi evaluat destul de precis prin expresia

$$v_O(t) \approx -12 - 3{,}15\, v_I\,(t)$$

în măsura în care este satisfăcută condiţia ca v_I să se găsească în „domeniul de liniaritate": $-3{,}5\ \text{V} \leqslant v_I(t) \leqslant -1\ \text{V}$.

(*a*)

$$v_I(t) = V_a \cos \omega t - V_{BB}$$

$$V_{BB} = 3\ \text{V}$$

pentru $V_a = 0$.

Curba $v_O - v_I$, sau aproximaţia liniară de mai sus, conduce la:

$$v_O = -2{,}6\ \text{V}.$$

Pentru $V_a \neq 0$, ieşirea va fi sinusoidală dacă

$$-3{,}5 \leqslant V_a \cos\omega t - 3 \leqslant -1.$$

Aceasta limitează pe V_a la valori sub 0,5. Tensiunea de ieşire corespunzătoare este:

$$v_O(t) \approx -12 - 3{,}15(0{,}5 \cos \omega t - 3)$$

pentru care se obţine valoarea 1,57 pentru amplitudinea componentei sinusoidale a tensiunii de ieşire.

(*b*) Cea mai mare componentă sinusoidală posibilă se obţine cînd V_{BB} ocupă jumătate din limitele domeniului liniar al lui V_I, de exemplu:

$$V_B = \frac{1}{2}\{(-3{,}5) + (-1)\} = -2{,}25\ \text{V}.$$

Deci, dacă vom lua $V_a \leqslant 1{,}25$, $v_I(t)$ atinge tocmai bine valoarea $(-3{,}5)$ cînd $\cos \omega t = (-1)$ şi valoarea (-1) cînd $\cos \omega t = (+1)$; tensiunea de ieşire este:

$$v_O(t) = -12 - 3{,}15\ \{V_a \cos\ \omega t - 2{,}25\}.$$

(*c*) Dacă se consideră v_I variabilă de intrare şi v_O variabila de ieşire, amplificatorul *nu poate* fi considerat un sistem liniar. Mai exact, relaţia intrare-ieşire nu satisface următoarea propoziţie:

Dacă v_{I1} îl determină pe v_{O1} şi dacă v_{I2} îl determină pe v_{O2}, combinaţia $av_{I1} + bv_{I2}$ nu determină la ieşire $av_{O1} + b\,v_{O2}$, chiar dacă v_{O1} şi v_{O2} sînt limitate în amplitudine.

Atît timp cît variabilele de intrare şi de ieşire sînt v_I şi v_O (şi nu componentele lor de semnal mic), sistemul este neliniar, chiar dacă există un domeniu al lui v_I pentru care relaţia intrare-ieşire poate fi aproximată printr-o linie dreaptă; această linie dreaptă *nu trece* prin origine.

PROBLEME LA CAPITOLUL 8

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 8.2

(*a*) O linie dreaptă adaptată convenabil curbei q_{VE} şi funcţie de V_{EB} are o pantă de 5,5pC/V. Deci:

$$C_{je} \approx -5{,}5\text{pF}.$$

(*b*) Sarcina înmagazinată de C_{je} este

$$\Delta q_{VE} = C_{je}\, \Delta v_{EB} = 5{,}5 \cdot 10^{-12} \cdot 3{,}6 = 20\ \text{pC}.$$

Sarcina înmagazinată în regiunea neutră a bazei este

$$\Delta q_F = I_C\, \tau_F = 10^{-2} \cdot 5 \cdot 10^{-9} = 5 \cdot 10^{-11} = 50\ \text{pC}.$$

Sarcina *totală* cerută este deci de 70 pC.

(*c*) 2/7 este înmagazinată în „rezervorul" de sarcină spaţială; 5/7 este înmagazinată în regiunea neutră a bazei.

(*d*) $i_B\, T = \Delta q$, unde T este intervalul de tranziţie.

$$T = \frac{70\ \text{pC}}{5 \cdot 10^{-3}} = 14 \cdot 10^{-9}\ \text{s} = 14\ \text{ns}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 8.3

(*a*) Cînd tranzistorul se află în stare blocată, curenţii de emitor şi de colector sînt de ordinul lui I_{ES}, în timp ce curentul de bază este de β_F ori mai mic. Prin urmare, căderea de tensiune la bornele lui R_S este complet neglijabilă, şi avem:

$$\left.\begin{aligned} V_{BE} &= -4\ \text{V} \\ V_{BC} &= -14\ \text{V} \\ i_B &\approx 0 \\ i_C &\approx 0 \end{aligned}\right\}\ \text{pentru } t < 0$$

(*b*) Sarcinile din stratul de sarcină spaţială sînt determinate de relaţia de putere dată. Deci

$$\left.\begin{aligned} q_{VE}(-4\ \mathrm{V}) &= -193\ \mathrm{pC} \\ q_{VC}(-14\ \mathrm{V}) &= -1014\ \mathrm{pC} \end{aligned}\right\}\text{pentru } t < 0$$

Întrucît $i_C \approx 0$, $q_F \approx 0$.

(*c*) După încetarea regimului tranzitoriu, adică pentru $t \geqslant 0$, joncţiunea emitor-bază este polarizată direct, în timp ce joncţiunea colectorului este încă polarizată invers. Tensiunea bază-emitor va fi de ordinul 0,5 V astfel încît tensiunea la bornele lui R_S va fi de aproximativ 4,5 V, iar curentul de bază de aproximativ 4,5 mA. Prin urmare, curentul de emitor va fi de aproximativ $4{,}5 \cdot 51 = 229$ mA. O evaloare mai precisă a lui V_{BE} rezultă din

$$229 \cdot 10^{-3} = I_{ES}\, e^{qv_{BE}/kT}$$

$$= 10^{-9}\, e^{qv_{BE}/kT} \quad \text{sau} \quad \frac{qv_{BE}}{kT} = 19{,}3,$$

pentru $kT/q = 25$ mV, $v_{BE} = 0{,}482$ V. Acest rezultat este destul de apropiat de prima noastră evaluare a lui V_{BE}, astfel încît nu mai este necesar să corectăm valorile lui i_B şi i_C.

$$\left.\begin{aligned} V_{BE} &\approx 0{,}48\ \mathrm{V} \\ V_{BC} &\approx -9{,}52\mathrm{V} \\ i_B &\approx 4{,}5\ \mathrm{mA} \\ i_C &\approx 225\ \mathrm{mA} \end{aligned}\right\} t \geqslant 0$$

(*d*)
$$\left.\begin{aligned} q_{VE}(+0{,}48\ \mathrm{V}) &= +35\ \mathrm{pC} \\ q_{VC}(-9{,}52\ \mathrm{V}) &= -760\ \mathrm{pC} \\ q_F = \tau_F\, i_C &= +2\,250\ \mathrm{pC} \end{aligned}\right\} t \geqslant 0$$

(*e*) Dacă q_{VE} şi q_{VC} sînt neglijabili, avem

$$i_B = \frac{dq_F}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} = \frac{v_S - \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{q_F}{Q_{FO}} + 1\right)}{R_S}$$

sau

$$\frac{dq_F}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{kT}{qR_S}\ln\left(\frac{q_F}{Q_{FO}} + 1\right) = \frac{V_S}{R_S}.$$

Chiar dacă această ecuaţie este neliniară, ea poate fi integrată, prin utilizarea unui factor de integrare. Pentru evaluarea integralei, sînt necesare metode numerice.

(*f*) În acest caz, termenii $\frac{dq_{VE}}{dt}$ şi $\frac{dq_{VC}}{dt}$ din curentul de bază nu pot fi neglijaţi. Întrucît aceste sarcini depind în mod explicit de v_{BE} şi v_{BC}, şi întrucît aceste tensiuni pot fi exprimate în funcţie de q_F, adică :

$$v_{BE} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{q_F}{Q_{FO}} + 1\right);$$

$$v_{BC} = v_{BE} - V_{CC} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{q_F}{Q_{FO}} + 1\right) - V_{CC}$$

rezultă că aceşti termeni de sarcină variabilă pot fi, în principiu, exprimaţi în funcţie de q_F. Prin urmare, toţi termenii ecuaţiei diferenţiale (cu excepţia termenului v_S/R_S) pot fi exprimaţi în funcţie de q_F. Ecuaţia rezultantă este o expresie algebrică mult prea complicată, iar aplicarea ei este foarte anevoioasă. Este mult mai uşor, aşa cum se arată în capitolul 22, să se utilizeze tensiunile v_{BE} şi v_{BC} ca variabile fundamentale de stare.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 8.4

(*a*) Tabela următoare cuprinde valorile lui q_F şi q_{VE} pentru diferite valori ale lui V_{BE} ($Q_{FO} \approx \tau_F I_{ES} = 10^{-17}$ pC)

$V_{BE}(V)$	0,450	0,425	0,400	0,375	0,350
qv_{BE}/kT	18	17	16	15	14
q_{VE}(pC)	33	30,8	28,8	27,0	25,0
q_F(pC)	664	250	92,0	23,9	12,5

Evident, valoarea lui v_{BE} pentru care $q_F = q_{VE}$ este aproximativ $14{,}7 \cdot 25 = 368$ mV.

$$V_T = 0{,}368\ \mathrm{V}.$$

(*b*) Pentru a aproxima relaţiile lui q_{VE} şi q_{VC} prin capacităţi liniare, se trasează aceste funcţii ca în figura P.8.4.1.

v_{BE} acoperă domeniul de la -4 V la $+0{,}48$ V. Se aproximează q_{VE} prin $C_{je}\, v_{BE}$ unde C_{je} este *coarda* la -2 V.

$$C_{je} = 55\ \mathrm{pF}.$$

Se aproximează q_{VC} prin $C_{jc}\, v_{BC}$ unde C_{jc} este coarda la -10V.

$$C_{je} = 78\ \mathrm{pF}.$$

Se observă că aceste valori sînt cam de zece ori mai mari decît în majoritatea dispozitivelor practice. De asemenea, V_T este mic (0,6 V ar fi o valoare mai des întîlnită) din cauza lui τ_F, care este deosebit de mare.

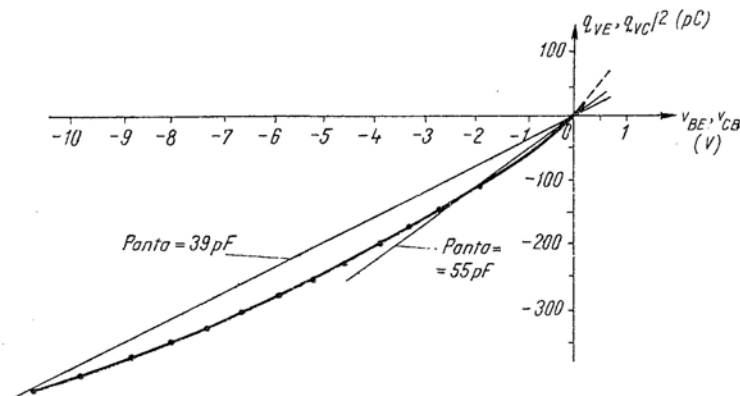


Fig. P. 8.4.1

Schema echivalentă valabilă pentru $V_{BE} < V_T$ se dă în figura P.8.4.2.

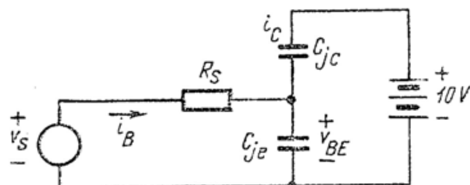


Fig. P. 8.4.2.

(c) Pentru $t < t_T$ este valabilă schema echivalentă din fig. P.8.4.2. Ecuația diferențială corespunzătoare este :

$$v_S = i_B R_S + v_{BE} \qquad i_B = (C_{je} + C_{jc}) \frac{dv_{BE}}{dt}$$

sau

$$V_S = (C_{je} + C_{jc}) R_S \frac{dv_{BE}}{dt} + v_{BE}.$$

Această ecuație are următoarea soluție la $v_S(t)$ dat (fig. P.8.4.3) :

$$v_{BE}(t) = 5 - 9\ e^{-t/\tau}$$

$$0{,}37 = 5 - 9\ e^{-t_T/\tau}$$

$$9e^{-t_T/\tau} = 4{,}63 \qquad t_T/\tau = 0{,}67$$

$$\tau = 10^3 \cdot (78 + 55) \cdot 10^{-12} = 133 \text{ ns} \qquad t_T = 89 \text{ ns}$$

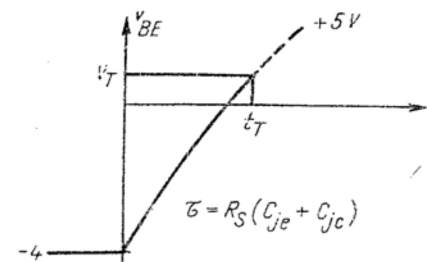


Fig. P. 8.4.3

În acest domeniu avem :

$$\left. \begin{aligned} v_{BE}(t) &= 5 - 9\ e^{-t/\tau}\ \text{V} \\ i_B(t) &= 9\ e^{-t/\tau}\ \text{mA} \\ L_C(t) &= \frac{78}{133} \cdot 9\ e^{-t/\tau}\ \text{mA} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} & 0 < t < t_T \\ & t_T = 89 \text{ ns.} \end{aligned}$$

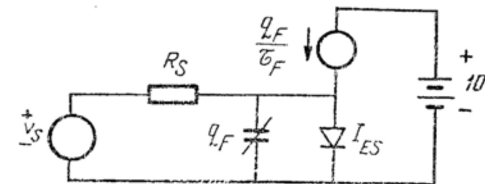


Fig. P. 8.4.4

(d) Schema echivalentă aproximativă pentru $t > t_T$ este dată în fig. P.8.4.4.
(e) În acest domeniu, curentul de bază este fixat la

$$i_B = \frac{v_S - V_T}{R_S} \approx 4{,}6 \quad \text{mA.}$$

Sarcina din bază, care are inițial valoarea

$$q_F(V_T) = 26 \text{ pC},$$

este dată de

$$\frac{dq_F}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} = i_B \qquad \tau_{BF} = \beta_F \tau_F = 500 \text{ ns}.$$

Soluția este dată în fig. P.8.4.5.

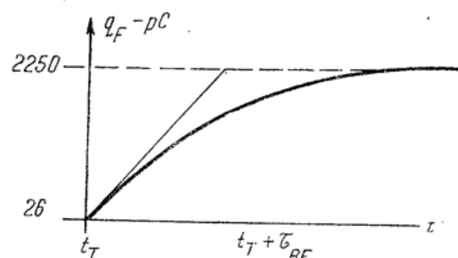


Fig. P. 8.4.5

În acest caz, avem :

$$\left.\begin{array}{l} i_B(t) \approx 4{,}6 \text{ mA} \\ V_{BE}(t) \approx 0{,}4 \text{ V} \\ i_C(t) \approx 225\,(1 - e^{(t-t_T)/\tau_{BF}}) \end{array}\right\} \begin{array}{l} t > t_T \\ \tau_{BF} = 500 \text{ ns}. \end{array}$$

(*f*) Formele de undă sînt date în fig. P.8.4.6.

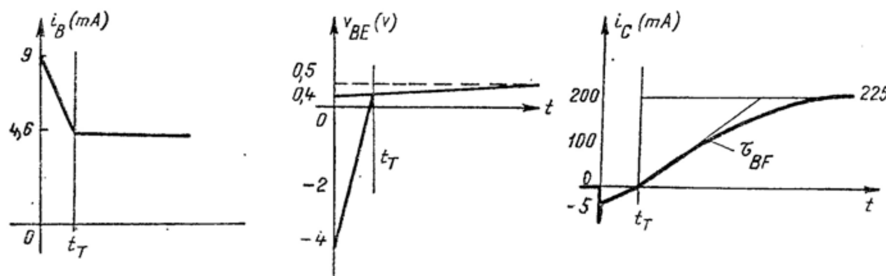


Fig. P. 8.4.6

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 8.5

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} = \frac{10 \text{ mA}}{0{,}5 \text{ mA}} = 20.$$

$$\text{Panta inițială} = \frac{\beta_F I_B}{\tau_{BF}} = \frac{I_C}{\tau_{BF}} = 25 \frac{\text{mA}}{\mu\text{s}}$$

$$\tau_{BF} = \frac{I_C}{25 \frac{\text{mA}}{\mu\text{s}}} = \frac{10}{25} \mu\text{s} = 0{,}4 \ \mu\text{s}$$

$$\tau_F = \frac{\tau_{BF}}{\beta_F} = \frac{400 \text{ ns}}{20} = 20 \text{ ns}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 8.6

(*a*) $I_B = \frac{V}{R} = \frac{15 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} = 0{,}75 \text{ mA}.$

$$\beta_F = \frac{30}{0{,}75} = 40$$

$$\tau_{BF}\, RC = 20 \cdot 10^3 \cdot 60 \cdot 10^{-12} = 1\,200 \cdot 10^{-9} \text{ s} = 1{,}2 \ \mu\text{s}.$$

$$\tau_F = \frac{\tau_{BF}}{\beta_F} = \frac{1\,200}{40} = 30 \text{ ns}.$$

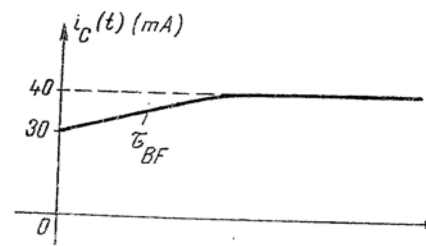


Fig. P. 8.6.1

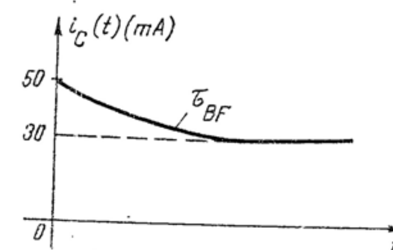


Fig. P. 8.6.2

(*b*) Curba este dată în fig. P.8.6.1
(*c*) Curba este dată în fig. P.8.6.2

PROBLEME LA CAP. 9

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.2

(*a*) Într-un dispozitiv cu canal *n*, golurile reprezintă purtătorii principali. În cazul unei variaţii Δp a densităţii golurilor, a unei mobilităţi μ_h a golurilor şi a unui cîmp $\mathcal{E}_y$ în canal, rezultă o densitate a curentului în canal de

$$J_y = q\,\mu_h\,\Delta p\,\mathcal{E}_y.$$

(*b*) Curentul total în canal este:

$$I_y = q\,\mu_h \int_0^d \Delta p \mathcal{E}_y\,\mathrm{d}x$$

unde *h* este lărgimea canalului şi *d* adîncimea sa. Întrucît $\mathcal{E}_y$ este independent de *x*, avem:

$$I_y = q\,\mu_h\,h\,\mathcal{E}_y \int_0^d \Delta p\,\mathrm{d}x.$$

Sarcina totală a canalului (pe unitatea de suprafaţă) este

$$q\int_0^d \Delta p\,\mathrm{d}x$$

sau, utilizînd legea lui Gauss:

$$-\varepsilon\mathcal{E}_0 = q\int_0^d \Delta p\,\mathrm{d}x.$$

Deci

$$I_y = -\,\varepsilon\,h\,\mu_h\,\mathcal{E}_y\,\mathcal{E}_0.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.5

(*a*) Ecuaţia integrală care ne interesează este

$$I_D\int_0^y \mathrm{d}y = \frac{h\,\mu_e\,\varepsilon}{W}\int_0^V (V_{GS} - V)\,\mathrm{d}V \qquad V_{GS} = V_{DS}.$$

Astfel

$$I_D\,y = \frac{h\,\mu_e\,\varepsilon}{W}\left[V_{DS}\,V - \frac{V^2}{2}\right].$$

(*b*) Pentru $V_{GS} = V_{DS}$ ecuaţia (9.26) conduce la

$$I_D = \frac{h\,\mu_e\,\varepsilon}{WL}\,\frac{V_{DS}^2}{2}.$$

Astfel avem: $\dfrac{V_{DS}^2}{2}\,(y/L) = V_{DS}\,V - \dfrac{V^2}{2}.$

Din ultima ecuaţie se deduce:

$$V = V_{DS}\left[1 - \sqrt{1 - \frac{y'}{L}}\right]$$

relaţie care e reprezentată în fig. P.9.5.1.

(*c*) $\mathcal{E}_y = -\dfrac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}y} = -\dfrac{V_{DS}}{2L}\left(1 - \dfrac{y}{L}\right)^{1/2};\ \mathcal{E}_y = -\dfrac{V_{DS}}{2L}\left(\dfrac{1}{\sqrt{1 - \dfrac{y}{L}}}\right).$

Din fig. P.9.5.2 se observă faptul că cîmpul este singular la $y = L$. Deoarece canalul are o sarcină foarte apropiată de zero, cîmpul trebuie să fie foarte mare pentru a produce un curent diferit de zero.

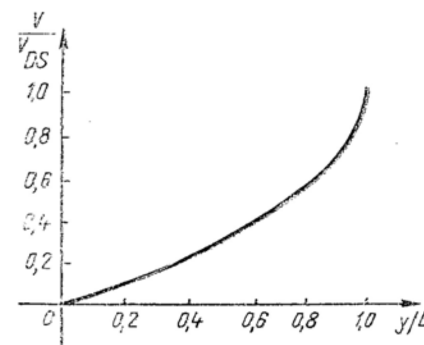


Fig. P. 9.5.1

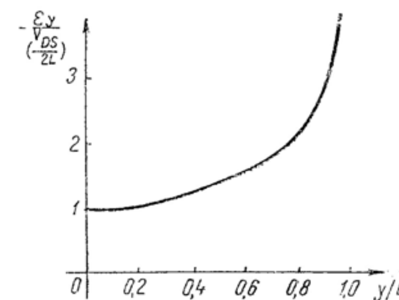


Fig. P. 9.5.2

(*d*) Din ecuaţia (9.37):

$$Q_G = \frac{h\varepsilon}{W}\,V_{DS}\int_0^L\left(1 - \frac{y}{L}\right)^{1/2}\mathrm{d}y.$$

Punînd $1 - \frac{y}{L} = u; \quad dy = - L\,du.$

$$Q_G = - \frac{h \varepsilon L}{W} V_{DS} \int_1^0 u^{1/2}\,du = \frac{hEL}{W} V_{DS} \left. \frac{2}{3} u^{3/2} \right|_0^1$$

$$Q_G = \frac{2\,h\,\varepsilon L}{3W} V_{DS}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.7

(*a*) Din ecuaţia (9.36) avem:

$$\mathcal{E}_y = - \frac{dV}{dy} = - \frac{V_{DS}}{2L}\left(1 - \frac{y}{L}\right)^{-1/2}.$$

Astfel, viteza de conducţie a electronilor $U_y(u)$ este:

$$U_y = - \mu_e \mathcal{E}_y = \frac{\mu_e V_{DS}}{2L}\left(1 - \frac{y}{L}\right)^{-1/2}.$$

(*b*) Timpul total de tranzit este:

$$t = \int_0^L \frac{dy}{U_y} = \frac{2L}{\mu_e V_{DS}} \int_0^L \left(1 - \frac{y}{L}\right)^{1/2} dy.$$

Punînd $1 - \frac{y}{L} = w; \quad dy = - L\,dw,$

$$t = \frac{2L^2}{\mu_e V_{DS}} \int_0^1 w^{1/2}\,dw = \frac{4L^2}{3\mu_e V_{DS}}$$

$$t = \frac{4L^2}{3\mu_e V_{DS}}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.9

(*a*) Ecuaţia (9.31a) este:

$$I_D = \frac{h\mu_e\varepsilon}{WL}\left[(V_{GS} - V_P)\,V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]$$

Cînd V_{DS} este mic (comparativ cu $V_{GS} - V_P$) avem

$$I_D \approx \frac{h\mu_e\varepsilon}{WL}(V_{GS} - V_P)\,V_{DS}$$

şi deci, conductanţa sursă-drenă este:

$$G_C = \frac{I_D}{V_{DS}} = \frac{h\mu_e\varepsilon}{WL}(V_{GS} - V_P).$$

(*b*) Prin definiţie $G_O = - \frac{h\mu_e\varepsilon}{WL} V_P$; aceasta este pozitivă deoarece V_P este negativ într-un TEC cu canal *n*. Ecuaţia curentului de drenă la saturaţie (9.31b) arată că:

$$I_D = - \frac{G_O}{2V_P}(V_{GS} - V_P)^2,$$

(*c*) Prin definiţie, $I_{DO} = - \frac{G_O V_P}{2}$ (o cantitate pozitivă).

(*d*) Se observă că $V_{GS} - V_P$ este mai mic decît V_{DS}. În consecinţă, curentul de drenă este saturat:

$$I_D = + \frac{5 \cdot 10^{-4}}{6}(5)^2 \approx 2{,}1 \text{ mA};$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} C_o = 6{,}7 \text{ pF}. \qquad \tau_t = - \frac{Q_G}{I_D} = \frac{5 \cdot 6{,}7 \cdot 10^{-12}}{2{,}1 \cdot 10^{-3}} \approx 16 \text{ ns}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.10

Dacă $V_{GS} = V_{DS}$, curentul de drenă este la marginea saturaţiei şi, deci, se poate aplica ecuaţia (9.26):

$$I_D = \frac{h\mu_e\varepsilon}{WL}\left(\frac{V_{GS}}{2}\right)^2.$$

Deci $\frac{h\mu_e\varepsilon}{WL} = \frac{2I_D}{V_{GS}^2} = \frac{8}{25} = 0{,}32\,\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}.$

(*a*) Tranzistorul lucrează cu un curent de drenă saturat? Să presupunem că $V_{DS} > V_{GS}$ şi să verificăm dacă este aşa. La saturaţie, cînd $V_{GS} = 5$ V, curentul de drenă este:

$$I_D = 0{,}32 \frac{25}{2} = 4 \text{ mA}.$$

Căderea de tensiune la bornele sarcinii de 1 kΩ este de 4 V, iar tensiunea drenă-sursă este de 16V. Deci ipoteza făcută se verifică – tranzistorul lucrează cu un curent de drenă saturat.

(*b*) În zona de saturaţie a caracteristicii capacitatea de intrare este constantă avînd valoarea $\frac{2}{3} \cdot 5$ pF $=$ 3,3 pF. Tensiunea grilă-sursă are variaţii exponenţiale cu constanta de timp

$$R_s C_{gs} = 10^5 \cdot 3{,}3 \cdot 10^{-12} = 3{,}3 \cdot 10^{-7} = 0{,}33 \quad \mu\text{s}.$$

Variaţia tensiunii V_{GS} cu timpul este prezentată în fig. P.9.10.1.

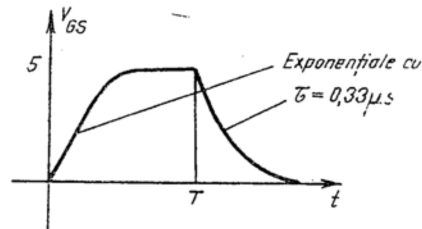


Fig. P. 9.10.1

Variaţia în timp a curentului i_D nu este exponenţială, avînd expresia:

$$i_D(t) = 0{,}32 \frac{V_{GS}^2(t)}{2} = 0{,}16\ V_{GS}^2(t).$$

Prin urmare, $v_o(t)$ este:

$$v_o(t) = 20 - 0{,}16\ v_{GS}^2(t) \quad [\text{V}]$$

şi are variaţia reprezentată în fig. P.9.10.2.

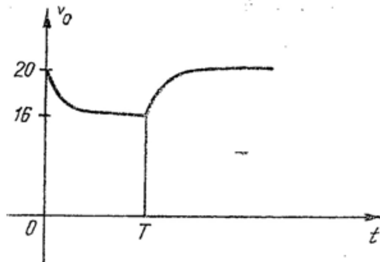


Fig. P. 9.10.2

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.11

Rezistenţa canalului depinde de V_C după următoarea lege [vezi ecuaţia (9.46)]:

$$R_D = \frac{\text{Const}}{V_C} \quad \text{pentru} \quad V_C > 0$$

$$R_D \to \infty \quad \text{pentru} \quad V_C < 0.$$

Ţinînd seama că $R_D = 10$ kΩ pentru $V_C = 1$ V avem

$$R_D = \frac{10}{V_C} \text{k}\Omega;$$

pentru V_C exprimat în volţi.

Raportul v_O/v_I este:

$$\frac{v_O}{v_I} = \frac{R_D}{R_D + R_S} = \frac{10/V_C}{10/V_C + 5} = \frac{10}{10 + 5V_C},$$

$$\frac{v_O}{v_I} = \frac{2}{2 + V_C} \quad \text{pentru } V_C \text{ în volţi şi } V_C > 0,$$

iar variaţia cu V_C este prezentată în figura 9.11.

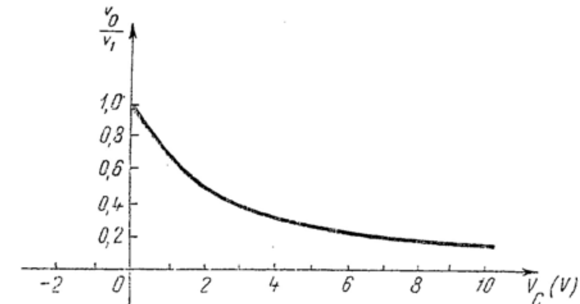


Fig. P. 9.11

PROBLEME LA CAP. 10

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 10.2

$$(a) \quad \psi_0 = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} = \frac{kT}{q} \ln 10^{13} = \frac{kT}{q} \cdot 13 \cdot 2{,}3$$

$$= 30 \frac{kT}{q} = 0{,}75 \text{ V}.$$

(b) $V_P = -\frac{a^2 q N_D}{2E} = -\frac{(2\cdot10^{-4})^2\cdot1{,}6\cdot10^{-19}\cdot10^{15}}{2\cdot10^{-12}} = -3{,}2$ V.

(c) $G_o = \frac{2q\,\mu_e n_o\,ha}{L} = \frac{3{,}2\cdot10^{-19}\cdot10^{3}\cdot10^{15}\cdot10^{-2}\cdot2\cdot10^{-4}}{2\cdot10^{-3}} = 3{,}2\cdot10^{-4}$S.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 10.4

(a) Curentul de drenă maxim, ţinînd seama de ecuaţia (10.12) şi de faptul că $V_{DS} > V_{GS} - V_P$ este $I_{DO} = -\frac{G_0 V_P}{3}$; el este pozitiv, deoarece V_P este negativ într-un dispozitiv cu canal n.

(b) $I_{DO} = \frac{3{,}2\cdot10^{-4}\cdot3{,}2}{3} = 0{,}34$ mA.

PROBLEME LA CAP. 11

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.1

Transconductanţa de semnal mic g_m este definită ca:

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}},$$

$$\text{Astfel: } g_m = \frac{h\mu_e\,\varepsilon}{WL} V_{DS}.$$

Conductanţa de drenă de semnal mic este definită de:

$$g_0 = \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}$$

$$\text{Astfel: } g_0 = \frac{h\mu_e\,\varepsilon}{WL}(V_{GS} - V_{DS}).$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.2

Ecuaţia (11.8b) este $g_m = \frac{h\mu_e}{WL}(V_{GS} - V_P)$.

Componenta statică a curentului de drenă este:

$$I_D = \frac{h\mu_e\varepsilon}{WL}\,\frac{(V_{GS} - V_P)^2}{2}.$$

Astfel: $g_m = 2I_D\ (V_{GS} - V_P)^{-1}$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.5

Pentru $\Delta v_{EB} = \Delta v_{EB}\ e^{j\omega t}$, ecuaţiile (11.18) şi (11.24) devin:

$$\Delta i_C = \Delta I_C\ e^{j\omega t} \text{ şi } \Delta i_B = \Delta I_B\ e^{j\omega t}$$

$$\Delta I_C = -g_m \Delta V_{EB}$$

$$\Delta I_B = -(g_\pi + j\omega C_b)\Delta V_{EB}.$$

Raportul variaţiilor totale $\Delta I_B/\Delta I_C$ este:

$$\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C} = \frac{g_\pi + j\omega C_b}{g_m}.$$

Întrucît $g_\pi = g_m/\beta_o$, curentul de bază va fi mult mai mic decît curentul de colector ori de cîte ori:

$$\omega C_b \ll g_m,$$

sau, ţinînd seama că $C_b = \tau_B g_m$, ori de cîte ori

$$\omega\,\tau_B \ll 1.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.7

g_m se calculează pe baza definiţiei:

$$g_m = \frac{q}{kT}|I_c| = 0{,}08 \text{ S}.$$

r_π se obţine utilizînd ecuaţia (6.15 c) şi valoarea lui g_m calculată anterior:

$$r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m} = \frac{1}{g_m}\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = 1{,}25\cdot10^3\ \Omega.$$

Din ecuaţiile (11.20b) şi (11.20c) se obţine (pentru o capacitate neglijabilă a stratului de sarcină spaţială din emitor):

$$C_\pi = \frac{\Delta q_F}{V_{BE}} = \frac{\Delta q_F}{I_C}\cdot\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = g_m\frac{\Delta q_F}{I_C} = 160 \text{ pF}$$

C_π se calculează din definiţia:

$$C_\pi = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = 30 \text{ pF}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.8

(*a*) Utilizînd modelul static al tranzistorului din fig. 7.9, *a*, circuitul poate fi modelat ca în figura P. 11.8.

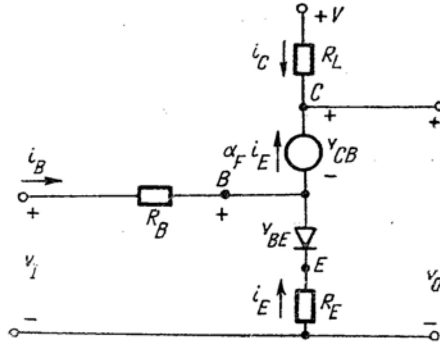


Fig. P. 11,8

Aplicînd legea lui Kirchoff pentru tensiuni se obțin două ecuații:

$$-i_E R_E + i_C R_L = V - v_{CB}; \tag{a}$$

$$-i_E R_E + i_B R_B = v_I \tag{b}$$

Legea lui Kirchoff pentru curenți conduce la:

$$i_B = -(1 - \alpha_F)\, i_E \tag{c}$$

iar generatorul dependent implică:

$$i_C = -\alpha_F\, i_E. \tag{d}$$

Înlocuind (c) în (b) se obține:

$$-i_E = \frac{v_I}{R_E + (1-\alpha_F) R_B}. \tag{e}$$

Deci, joncțiunea emitorului va fi direct polarizată ($-i_E > 0$) ori de cîte ori v_I va fi pozitiv. Introducînd (d) și (e) în (a) se obține:

$$V - v_{CB} = R_E(-i_E) + \alpha_F R_L(-i_e) = \frac{R_E + \alpha_F R_L}{R_E + (1-\alpha_F) R_B}\, v_I$$

$$v_{CB} = V - \frac{R_E + \alpha_F R_L}{R_E + (1-\alpha_F) R_B}\, v_I.$$

Astfel, joncțiunea colectorului va fi invers polarizată ($v_{CB} > 0$) ori de cîte ori:

$$v_I < \frac{R_E + (1-\alpha_F) R_B}{R_E + \alpha_F R_L}\, V.$$

De observat că, întrucît $1 - \alpha_F \approx 0$, această relație reprezintă un divizor de tensiune:

$$V_I < \frac{R_E}{R_E + R_L}.$$

În concluzie regiunea activă este definită de

$$0 < v_I < \frac{R_E + (1-\alpha_F) R_B}{R_E + \alpha_F R_L}\, V.$$

(*b*) Din relațiile (d) și (e) rezultă

$$i_C = -\alpha_F\, i_E \frac{\alpha_F v_I}{R_E + (1-\alpha_F) R_B}.$$

Pentru tensiuni și curenți de semnal mic, această relație devine:

$$i_c = \frac{\alpha_F v_i}{R_E + (1-\alpha_F) R_B}.$$

Întrucît $v_o = -R_L\, i_c$ avem:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{\alpha_F R_L}{R_E + (1-\alpha_F) R_B} = -\frac{\beta_F R_L}{R_B + (\beta_F + 1) R_E}.$$

(*c*)
$$\gamma = \frac{\dfrac{dA_v}{A_v}}{\dfrac{d\beta_F}{\beta_F}} = \frac{\beta_F}{A_v}\frac{dA_v}{d\beta_F}.$$

Astfel

$$\gamma = \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_F + 1) R_E}.$$

(*d*)
$$A_v(R_E = 0) = -\frac{\beta_F R_L}{R_B} = -\frac{10^2 \cdot 10^4}{5 \cdot 10^2} = -2\,000$$

$$\gamma(R_E = 0) = \frac{R_B}{R_B} = 1.$$

Dacă β_F scade cu 20 %, atunci şi $A_v\ (R_E = 0)$ va scade. Deci, $A_V\ (R_E = 0) \to 1\ 600$.
(e) Din expresia lui γ se obţine

$$R_E = \frac{1-\gamma}{\gamma(\beta_F+1)-1} R_B.$$

Pentru $\gamma = 0{,}1$ şi $\beta_F = 100$ vom avea

$$R'_E = \frac{0,9\ R_B}{(0{,}1)\ (101) - 1} = 0{,}1 = 50\Omega.$$

Pentru această valoare a lui γ:

$$A_v \approx -\ 180$$

$$\frac{\mathrm{d}A_v}{A_v} = \gamma\ \frac{\mathrm{d}\beta_F}{\beta_F} = 2\,\%.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.9

Vom scrie trei perechi de ecuaţii, echivalente între ele:

(1) $I_b = (sC_b + g_\pi)\ V_{be}, \qquad I_c = g_m\ V_{be};$

(2) $I_b = (sC_b + g_\pi)V_{be}, \quad I_c = \dfrac{g_m I_b}{sC_b + g_\pi};$

(3) $I_e = -\ I_b - I_c = (sC_b + g_\pi + g_m)\ V_{eb},$

$$I_c = -\ g_m V_{eb} = \frac{-g_m I_e}{sC_b + g_\pi + g_m}.$$

Aceste perechi de ecuaţii sugerează următoarele trei modele de semnal mic.
(1) În fig. P.11.9.1 se prezintă modelul obişnuit, hibrid, în π.

(2) $\beta(s) = \dfrac{g_m}{g_\pi + sC_b} = \dfrac{\beta_o}{1 + s\left(\dfrac{C_b}{g_\pi}\right)}.$

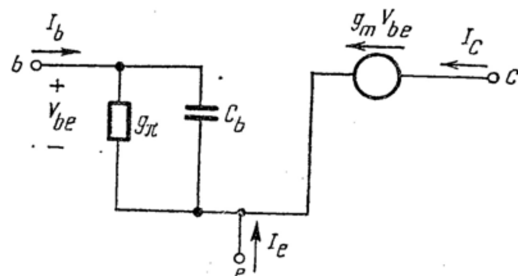


Fig. P. 11.9.1

În fig. P.11.9.2 este prezentat modelul în T cu emitorul comun, fără a ţine seama de capacităţile joncţiunilor. Frecvenţa de întrerupere a generatorului dependent este definită ca ω_β, frecvenţa de tăiere a lui β. Deci:

$$\omega_\beta = \frac{g_\pi}{C_b}.$$

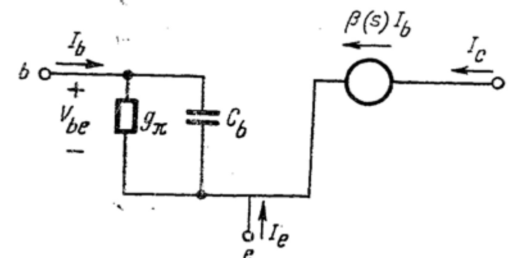


Fig. P. 11.9.2

(3) $\alpha(s) = \dfrac{g_m}{g_m + g_\pi + sC_b} \approx \dfrac{\alpha_0}{1 + s\dfrac{C_b}{g_m}}.$

În fig. P.11.9.3 este prezentată schema echivalentă în T cu baza comună (neglijînd din nou capacităţile joncţiunilor). Frecvenţa de întrerupere a generatorului dependent este definită ca ω_μ, frecvenţa de tăiere a lui α.
Adică:

$$\omega_\alpha = \frac{C_b}{g_m + g_\pi} \approx \frac{C_b}{g_m}.$$

De notat că $\omega_\alpha = \beta_o \omega_\beta$.

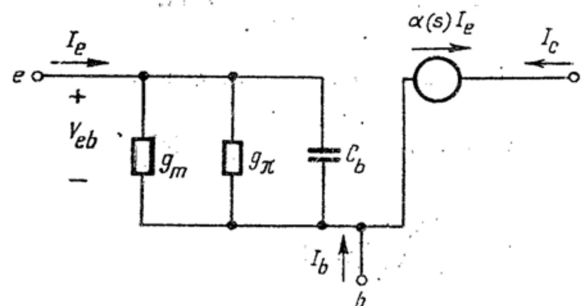


Fig. P. 11.9.3

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.10

Pentru calculul punctului static de funcţionare, considerăm capacitatea ca un scurtcircuit şi utilizăm schema echivalentă din fig. 7.10 reprezentată din nou în fig. P.11.10.1.

$$I_B = \frac{-V_C - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{BE} - V_C}{R_B}$$

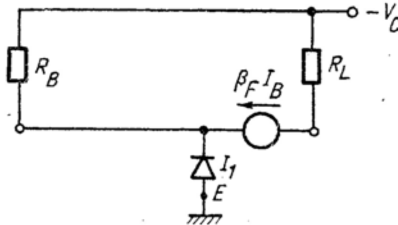


Fig. P. 11.10.1

Pentru un emitor polarizat direct, căderea de tensiune pe joncţiune va fi de cîteva zecimi de volt. Rezultă deci, fără a mai efectua calculele :

$$V_{BE} \ll V_C$$

şi deci că

$$I_B \approx -\frac{V_C}{R_B}.$$

Din schema echivalentă

$$I_C = \beta_F I_B = -\frac{\beta_F V_C}{R_B} = 5 \text{ mA}.$$

V_{CE} se calculează utilizînd această expresie pentru I_C şi legea lui Kirchoff pentru tensiuni

$$V_{CE} = -V_C - I_C R_L = -V_C + \frac{\beta_F R_L V_C}{R_B}$$

$$V_{CE} = \left[\frac{\beta_F R_L}{R_B} - 1\right] V_C = -5 \text{ V}$$

(*b*) Circuitul este cel din fig. P.11.10.2.

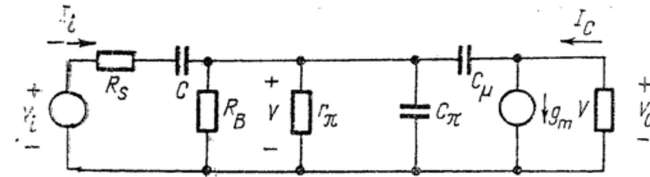


Fig. P. 11.10.2

(*c*) Pentru domeniul de frecvenţe specificat, circuitul devine cel din fig. P.11.10.3.

$$\frac{V_i}{I_i} = R_S + (R_B \,||\, r_\pi) = 2{,}3 \text{ k}\Omega$$

$$V_o = -(g_m V) R_L = -g_m R_L \frac{R_B \,||\, r_\pi}{R_S + (R_B \,||\, r_\pi)} V_i$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m R_L (R_B \,||\, r_\pi)}{R_S + (R_B \,||\, r_\pi)} \approx -22.$$

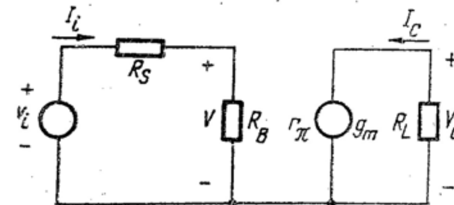


Fig. P. 11.10.3

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.11

Pentru calculul punctului static de funcţionare, considerăm capacităţile ca circuite deschise şi utilizăm schema echivalentă din problema 7.10. Rezultă circuitul din figura P.11.11.1.

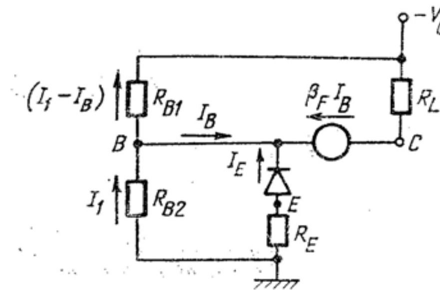


Fig. P. 11.11.1

Însumînd tensiunile pe R_{B1} şi R_{B2}, obţinem :

$$R_{B2} I_1 + R_{B1}(I_1 - I_B) = V_C.$$

Deci,

$$I_1 = \frac{V_C + R_{B1} I_B}{R_{B1} + R_{B2}}$$

şi

$$V_B = - R_{B2} I_1 = - \frac{R_{B2}(V_C + R_{B1} I_B)}{R_{B1} + R_{B2}}.$$

O a doua expresie pentru V_B se obţine însumînd tensiunile în circuitul emitorului.

$$V_B = - I_E R_E + V_{BE} =$$
$$= R_E(I_B + \beta_F I_B) + V_{BE} =$$
$$= (1 + \beta_F) R_E I_B + V_{BE}.$$

Egalînd cele două expresii ale lui V_B şi rezolvînd pentru I_B, se obţine :

$$I_B = - \frac{R_{B2} V_C - (R_{B1} + R_{B2}) V_{EB}}{R_E(R_{B1} + R_{B2})(1 + \beta_F) + R_{B1} R_{B2}}.$$

(Observaţie : Pentru $R_{B2} \to \infty$ şi $R_E = 0$, această expresie a lui I_B se reduce la expresia, corespunzătoare din problema P. 11.10). Întrucît $I_B = - I_E/\beta_F + 1$, avem :

$$I_E = \frac{R_{B2} V_C - (R_{B1} + R_{B2}) V_{EB}}{R_E(R_{B1} + R_{B2}) + \dfrac{R_{B1} R_{B2}}{(\beta_F + 1)}}.$$

Reprezentînd grafic această expresie în planul $I_E - V_{EB}$ al caracteristicilor tranzistorului am putea afla valoarea lui V_{BE}, aşa cum rezultă din fig. P.11.11.2.

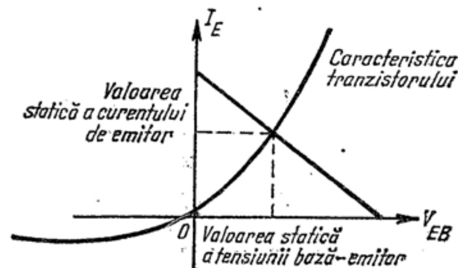


Fig. P. 11.11.2

În condiţii normale de funcţionare,

$$|V_{BE}| \ll \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_C$$

a şa incît analiza grafică nu e practic necesară. Deci :

$$I_B \approx - \frac{R_{B2} V_C}{R_E(R_{B1} + R_{B2})(1 + \beta_F) + R_{B1} R_{B2}};$$

$$I_C = \beta_F I_B = - \frac{\beta_F R_{B2} V_C}{R_E(R_{B1} + R_{B2})(1 + \beta_F) + R_{B1} R_{B2}};$$

$$V_{CE} = - V_C - I_C R_L;$$

$$V_{CE} = \left[\frac{\beta_F R_{B2} R_L}{R_E(R_{B1} + R_{B2})(1 + \beta_F)} - 1 \right] V_C.$$

Desigur, acest calcul ar fi fost mult mai simplu, dacă am fi presupus de la început (aşa cum se sugerează în enunţul problemei) că :

$$|I_B| \ll I_1 \text{ şi } |V_{BE}| \ll |V_B|$$

(*b*) Circuitul se prezintă în fig. P.11.11.3.

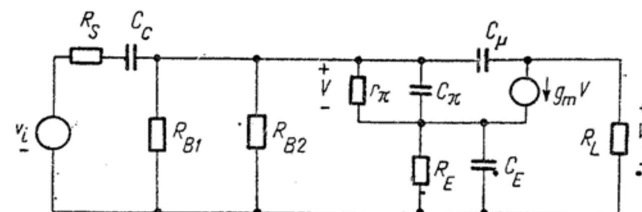


Fig. P. 11.11.3

(*c*) Vom începe cu rezolvarea punctului (2) deoarece rezultatele de la punctul (1) se obţin din acestea, punînd condiţia $R_E = 0$.

2)

C_μ, C_π, şi C_E sînt circuite deschise,

C_c este un scurtcircuit.

Schema echivalentă a circuitului este cea din fig. P. 11.11.4 unde s-a definit $R_B = R_{B1} \| R_{B2}$. Curentul total prin R_E este

$$I_\pi + g_m V = I_\pi (1 + g_m r_\pi).$$

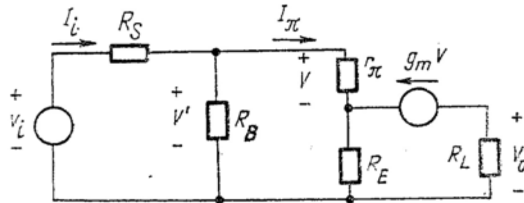


Fig. P. 11.11.4

Deci,

$$V' = [r_\pi + R_E (1 + g_m r_\pi)] I_\pi ;$$

$$\frac{V'}{I_\pi} = r_\pi + R_E (1 + g_m r_\pi).$$

Prin urmare, rezistența efectivă a porțiunii de circuit străbătută de I_π este :

$$R_{ef} = r_\pi + R_E (1 + g_m r_\pi).$$

Circuitul echivalent de intrare este dat în fig. P. 11.11.5. Găsim prin urmare că :

$$R_{in} = \frac{V_i}{I_i} = R_S + R_B \| R_{ef} .$$

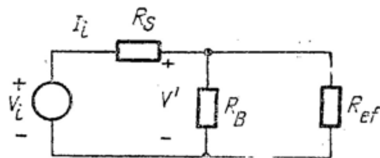


Fig. P. 11.11.5

Vom calcula acum pe V_o/V_i, utilizînd relațiile :

$$V' = \left(1 - \frac{R_s}{R_{in}}\right) V_i \quad \text{și} \quad I = \frac{V'}{R_{ef}} = \frac{1 - \frac{R_s}{R_{in}} V_i}{R_{ef}} .$$

Înlocuind acestea în :

$$V_o = - I_o R_L = - g_m R_L V = - g_m R_L r_\pi I_\pi,$$

obținem

$$V_o = - g_m R_L r_\pi \frac{\left(1 - \frac{R_S}{R_{in}}\right) V_i}{R_{ef}} .$$

Prin urmare,

$$\frac{V_o}{V_i} = \text{cîștig} = - \frac{g_m R_L r_\pi \left(1 - \frac{R_S}{R_{in}}\right)}{R_{ef}} .$$

Înlocuim acum parametrii dați :

$$R_{in} = 2{,}5 \text{ k}\Omega.$$

Deci

$$\frac{V_o}{V_i} = - 0{,}485.$$

Punctul (1) se rezolvă ca și punctul (2), înlocuind $R_E = 0$.

$$R_{in} = 2{,}2 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - 20.$$

Evident, capacitatea de decuplare a emitorului s-a introdus pentru a mări cîștigul față de cazul în care R_E ar fi fost nedecuplat.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.12

(a) Circuitul este cel din fig. P.11.12.

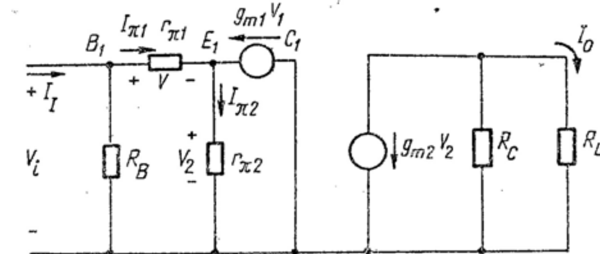


Fig. P. 11.12

(b) Îl vom calcula întîi pe R_i, deoarece astfel vom obține expresii utile pentru calculul lui G.

$$V_1 = r_{\pi1} I_{\pi1};$$

$$V_2 = r_{\pi2} I_{\pi2} = r_{\pi2} (I_{\pi1} + g_{m1} V_1) =$$

$$= r_{\pi2} (1 + g_{m1} r_{\pi1}) I_{\pi1};$$

$$V_i = V_1 + V_2 = \{r_{\pi1} + r_{\pi2} (1 + g_{m1} r_{\pi1})\} I_{\pi1}.$$

Rezistența efectivă pe care o străbate curentul $I_{\pi1}$ este

$$R_{ef} = \frac{V_i}{I_{\pi1}} = r_{\pi1} + r_{\pi2} (1 + g_{m1} r_{\pi1}).$$

Rezistența de intrare R_i este dată de rezistențele R_B și R_{ef} montate în paralel:

$$R_i = R_B || R_{ef};$$

$$R_i = R_B || \{ r_{\pi1} + r_{\pi2} (1 + g_{m1} r_{\pi1})\}.$$

Pentru a calcula pe G, este necesar să exprimăm pe V_2 în funcție de V_i. Din rezultatele precedente obținem

$$V_2 = r_{\pi2} (1 + g_{m1} r_{\pi1}) I_{\pi1} =$$

$$= r_{\pi2} (1 + g_{m1} r_{\pi1}) \frac{V_I}{r_{\pi1} + r_{\pi2} (1 + g_{m1} r_{\pi1})} =$$

$$= \frac{r_{\pi2} (1 + g_{m1} r_{\pi1}) V_I}{r_{\pi1} + r_{\pi2} (1 + g_{m1} r_{\pi1})}.$$

Înlocuind aceasta în:

$$I_o = -\frac{g_{m2} V_2 (R_C || R_L)}{R_L},$$

obținem

$$G = \frac{I_o}{V_i} = -\frac{g_{m2} r_{\pi2} (R_C || R_L) (1 + g_{m1} r_{\pi1})}{R_L \{r_{\pi1} + r_{\pi2} (1 + g_{m1} r_{\pi1})\}}$$

sau, utilizînd $g_{m1} r_{\pi1} = \beta_{01}$, $g_{m2} r_{\pi2} = \beta_{02}$, avem:

$$G = -\frac{(\beta_{01} + 1) \beta_{02} R_C || R_L}{R_L \{r_{\pi1} + r_{\pi2} (1 + \beta_{01})\}}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.13

(a) Circuitul este cel din fig. P. 11.13.1.

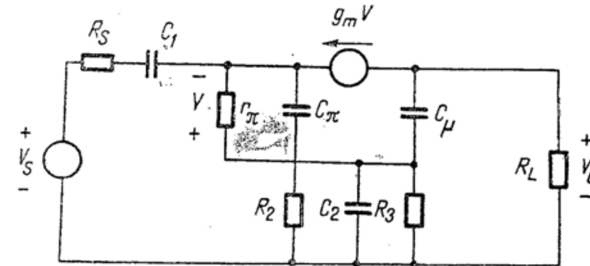


Fig. P. 11.13.1

(b) În mijlocul benzii C_1 și C_2 sînt scurtcircuite, iar C_π și C_μ sînt circuite deschise (fig. P.11.13.2.

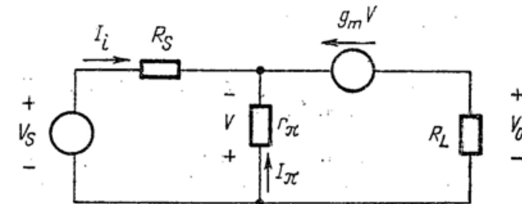


Fig. P. 11.13.2

(c) $V = r_\pi I_\pi$ și $I_\pi = -g_m V - I_i$.

Deci:

$$V = -\frac{r_\pi I_i}{1 + g_m r_\pi} = -\frac{r_\pi I_i}{1 + \beta_0}.$$

Atunci:

$$V_S = R_S I_i - V = -\frac{R_S}{r_\pi} V (1 + \beta_0) - V = -\left\{1 + \frac{R_S}{r_\pi} (1 + \beta_0)\right\} V.$$

Rezolvînd în funcție de V și înlocuind în

$$V_o = -g_m V R_L,$$

obţinem

$$V_o = -g_m V = -g_m R_L \left\{ \frac{-V_S}{1 + \frac{R_S}{r_\pi}(1+\beta_o)} \right\},$$

sau

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{g_m R_L}{1 + \frac{R_S}{r_\pi}(1+\beta_o)}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.14

Circuitul echivalent la semnal mic al circuitului complet este ilustrat mai jos:

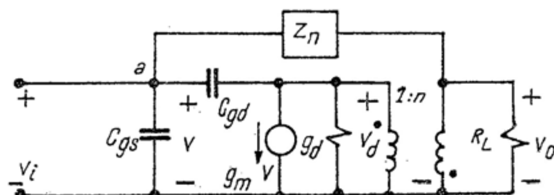


Fig. P. 11.14

Deoarece $v_o = -nv_d$, curentul care intră în nodul *a* datorită impedanţei Z_n are expresia $(-nv_d - v_i)/Z_n$. Curentul care intră în nodul *a* şi trece prin condensatorul C_{gd} este: $(v_d - v_i)/sC_{gd}$. Dacă alegem $Z_n = \frac{n}{s\,C_{gd}}$, adică dacă Z_n este compusă dintr-o capacitate de valoare C_{gd}/n, curentul total datorat lui Z_n şi C_{gd} este:

$$V_i\, s\left(\frac{C_{gd}}{n} + C_{gd}\right).$$

Deci, în aceste condiţii dispare reacţia datorită lui C_{gd}, iar încărcarea aparentă de la intrare datorită lui C_{gd} şi Z_n este de natura unei capacităţi de valoare $C_{gd}\left(1 + \frac{1}{n}\right)$. Valoarea dorită a lui Z_n este:

$$Z_n = \frac{n}{s\,C_{gd}}.$$

PROBLEME LA CAP. 12

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.1

Parametrul z_i este definit ca:

$$z_i = \frac{V_i}{I_i}, \text{ cu } I_o = 0. \tag{1}$$

Pentru a exprima z_i în funcţie de parametrii *y*, se face I_o egal cu zero în ecuaţia (12.1) şi se explicitează V_i/I_i:

$$I_i = y_i V_i + y_r V_o; \tag{2}$$

$$0 = y_f V_i + y_o V_o. \tag{3}$$

Înlocuind pe V_o din ecuaţia (2) în ecuaţia (3) se obţine:

$$I_i = y_i V_i + y_r\left(-\frac{y_f V_i}{y_o}\right). \tag{4}$$

Deci s-a obţinut relaţia (12.35).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.3

În loc să alegem tensiunile (sau curenţii) drept variabile independente pentru descrierea sub formă de cuadripol a circuitului, aşa cum s-a procedat în § 12.1, vom alege o combinaţie liniară a acestora. Variabilele independente vor fi deci de forma:

$$a_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}}(v_1 + Z_o i_1), \tag{1}$$

$$a_2 = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}}(v_2 + Z_o i_2), \tag{2}$$

ar variabilele dependente sînt de forma:

$$b_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}}(v_1 - Z_o i_1) \tag{3}$$

$$b_2 = \frac{1}{2\,Z_o}(v_2 - Z_o i_2), \tag{4}$$

unde Z_o are de obicei valoarea 50 Ω, pentru a se potrivi caracteristicii impedanței aparatului de măsurat. Ecuațiile cu parametrii S sînt:

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (5)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2. \quad (6)$$

Exprimat în termenii măsurărilor asupra liniilor de transmisiune, a_1 și a_2 sînt proporționali cu unda de tensiune incidentă în cuadripol, în timp ce b_1 și b_2 sînt proporționali cu unda de tensiune reflectată (v. figura P.12.3).

Relațiile (5) și (6) pot fi scrise în funcție de tensiuni și curenți, substituind variabilele a și b din relațiile (1), (2), (3) și (4) în relațiile (5) și (6):

$$v_1 - Z_o i_1 = S_{11}(v_1 + Z_o i_1) + S_{12}(v_2 + Z_o i_2) \quad (7)$$

$$v_2 - Z_o i_2 = s_{21}(v_1 + Z_o i_1) + S_{22}(v_2 + Z_o i_2). \quad (8)$$

Pentru a determina relația dintre parametrii S și y se observă, de exemplu, că y_{11} este definit în condiția $V_2 = 0$. Deci, făcînd $V_2 = 0$ în relația (7) și (8), și exprimînd raportul I_1/V_1 se obține:

$$y_{11} = \frac{1}{Z_o} \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}. \quad (9)$$

Prin calcule similare se obține y_{22}, y_{12} și y_{21}.

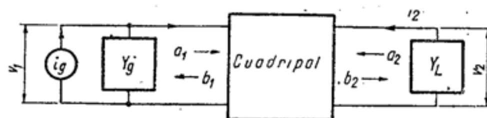


Fig. P. 12.3

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.4

Parametrul y_{ie} este admitanța de intrare a cuadripolului, măsurată cu ieșirea în scurtcircuit. Scurtcircuitînd ieșirea circuitului echivalent din fig. 12.5, se obține direct:

$$y_{ie} = g_x \text{ în serie cu } g_\pi + s(C_\pi + C_\mu) \quad (1)$$

$$= \frac{g_x (g_\pi + s C_\pi + s C_\mu)}{g_x + g_\pi + s C_\pi + s C_\mu}. \quad (2)$$

Din ecuația (12.14) ω_β este frecvența la care

$$g_\pi = \omega (C_\pi + C_\mu). \quad (3)$$

Deci pentru frecvențe mult mai mari decît ω_B,

$$g_\pi << \omega (C_\pi + C_\mu) \quad (4)$$

și relația (2) se simplifică la forma relației (12.22).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.6

Pentru a determina y_{ie} din fig. 12.18, se scurtcircuitează terminalele de ieșire (ca la problema 12.4). Răspunsul este același ca al problemei 12.4 excepție făcînd adăugarea lui $s(C_{be} + C_{bc})$. Deci:

$$y_{ie} = \frac{g_x (g_\pi + s C_\mu + s C_\pi)}{g_x + g_\pi + s C_\pi + s C_\mu} + s(C_{be} + C_{bc}). \quad (1)$$

Frecvența de tăiere ω_b este definită ca:

$$\omega_b = \frac{g_c + g_\pi}{C_\pi + C_\mu} = \frac{g_x}{C_\pi + C_\mu}.$$

La frecvența mai mari decît ω_b, g_π și $g_x + g_\pi$ sînt mult mai mici decît $s(C_\pi + C_\mu)$, deci relația (1) se simplifică la:

$$y_{ie} = g_x + s(C_{be} + C_{bc}).$$

Deci pentru frecvențe mai mari decît ω_b,

$$Re\,[y_{ie}] = g_x.$$

Calculul parametrilor h este similar.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.10

Din fig. 12.15 la 5 V, $C_{ob} = C_\mu = 2{,}4$ pF. Aceasta este substanțial mai mică decît valoarea de 3,16 pF determinată prin interpolarea datelor tabelate în text pentru 10 V. Ele diferă datorită următoarelor două motive:

1. Chiar la 10 V cele două valori tabelate pentru C_{ob} nu sînt în concordanță.

Tabelul dă 2,5 pF, iar graficul 2,1 pF. Tranzistorul „tipic" din tabelă nu este în mod necesar același cu cel folosit în grafic, și de fapt poate fi o medie a multor citiri.

2. Puterea 1/3 pentru C_j se aplică joncțiunilor gradate liniar, iar dispozitivele difuzate nu au o asemenea gradație, așa cum am văzut în capitolul 5.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.14

Se știe din fig. 12.14 că f_T măsurat pentru tranzistorul 2N1613 la $I_c = 20$ mA și $V_{CE} = 30$ V este aproximativ $4 \times 20 = 80$ MHz. Deci admitanța de intrare introductivă (unde b_{ie} este negativ) apare la frecvențe apropiate și mai mari decît f_T.

Deoarece $\omega_T > \omega_b > \omega_\beta$, cunoaștem din relația (12.22) că y_{ie} pentru modul simplu în Π, este apropiat de valoarea lui g_x. Totuși această presupunere nu este valabilă datorită faptului că modelul nu este corect atît de aproape de ω_T, datorită limitărilor impuse în determinarea modelului (v. capitolul 11) și deoarece capacitatea extrinsecă între terminale este importantă în acest domeniu de frecvență.

PROBLEME LA CAP. 13.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.1

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}.$$

$$g_m = \frac{qI_C}{k\,T}.$$

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} \approx \frac{\dfrac{I_C}{I_B}}{q\,\dfrac{I_C}{kT}} = \frac{kT}{qI_B}.$$

Subiecte suplimentare la capitolul 13

Circuitul de polarizare ilustrat în fig.13.1 este folosit în mod frecvent în circuite integrate, deoarece pentru circuitele integrate este ușor să se asigure parametrii împerecheați și deoarece ele au aproximativ aceeași temperatură. Tranzistorul T_1 este conectat ca o diodă iar cele 2 joncțiuni emitor-bază sînt în paralel, deci:

$$V_{BE1} = V_{BE2}.$$

Dacă se presupune că al doilea tranzistor nu îl încarcă pe primul, adică $I_{B2} \ll I$, atunci:

$$I = I_{ES}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1).$$

$$I_C = \beta_F I_{ES}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) - I_{CS}.$$

Dacă se neglijează I_{CS}, atunci I_C este egal cu I, independent de variațiile de temperatură, deoarece β_F este aproape independent de variațiile de temperatură. Alegînd $R_L = 2\,R_{L2}$ ne asigurăm că T_2 este polarizat astfel încît punctul static de funcționare se află la mijlocul dreptei de sarcină.

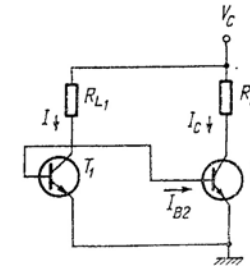


Fig. P. 13.1

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.2

Pentru aceste circuite de polarizare cu un singur etaj I_C crește cu temperatura, iar β_F crește cu temperatura (fig. 12.12); tabelul următor rezumă cerințele impuse de proiectare:

	β_F	I_C	V_D
$t_1 = 25°C$	100	10 mA	0,6 V
$t_2 = 150°C$	200	10,5 mA	0,35 V

Substituind aceste valori în ecuația (13.21) se găsește:

$$R_b = \frac{0{,}35 - 0{,}6 + (10{,}5 - 10{,}0)\,R_e}{10/100 - 10{,}5/200} = -5{,}25 + 10{,}5\,R_e.$$

Valoarea minimă a lui R_e este 0,5 kΩ pentru ca R_b să fie pozitivă. O valoare de 1 kΩ pentru R_e va duce la $R_b = 5{,}25$ kΩ, o valoare care nu va șunta apreciabil intrarea tranzistorului. În mod corect, pentru $I_C = 10$ mA, $r_\pi = 100/400 = 0{,}25$ kΩ, deci aproape 95% din curentul de semnal de la intrare va intra în bază și numai 5% se va pierde în R_b.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.3

Pentru a obține un semnal vîrf la vîrf de 6 V pe rezistența $R_L = 1$ kΩ, este necesar ca

$$I_C\,(\min) = 3/1 = 3 \text{ mA}.$$

Pentru a preîntîmpina saturația, trebuie să ne asigurăm că, la temperaturi înalte, tensiunea V_{CE} este minimum 0,5 V.
Deci:

$$I_C\,(\max) = \frac{V_C - V_o - 0{,}5}{R_L + R_e} = \frac{10{,}5 - 3 - 0{,}5}{1 + R_e} = \frac{7}{1 + R_e}.$$

Valoarea maximă admisă pentru R_e este:

$$R_e\,(\max) = \frac{7}{3} - 1 = 1{,}33 \text{ k}\Omega.$$

Încercînd $R_e = 0{,}7$ kΩ se obține:

$$I_C\,(\max) = \frac{7}{1{,}7} = 4{,}1 \text{ mA}.$$

Acum, din relația (13.21), folosind valorile tranzistorului din problema 13.2 se obține:

$$R_b = \frac{0{,}35 - 0{,}6 + (4{,}1 - 3)\,0{,}7}{3/100 - 4{,}1/200} = 56 \text{ k}\Omega.$$

Pentru a determina valorile rezistențelor de polarizare din fig. 13.12, *a* se găsește, din relația (13.15), neglijînd $_a$:

$$E_B = \frac{3}{100}\,(56 + 101 \times 0{,}7) + 0{,}6 = 4{,}5 \text{ V}.$$

Apoi, din relațiile (13.16) și (13.17):

$$R_1 = \frac{10{,}5}{4{,}5} \times 56 \approx 130 \text{ k}\Omega.$$

$$R_2 = \frac{130 \times 56}{130 - 56} \approx 100 \text{ k}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.4

Această problemă poate fi rezolvată fie pe calculator fie dînd fiecărui student o valoare diferită pentru R_e și apoi se reprezintă grafic rezultatele pentru întreaga grupă. Iată o soluție obținută pe calculator (unitățile sînt kiloohmi).

R_e	R_b
0	50
0,05	20
0,1	−47,5
0,15	−490
0,2	380
0,3	151
0,4	110
0,5	87,5
0,6	70,8
0,7	56
0,8	43,7
0,9	31,6
1	20

Se observă că pentru această proiectare R_b tinde către infinit pentru R_e egal cu aproximativ 170 Ω.

De asemenea se observă că circuitul poate fi stabilizat pentru $R_e = 0$. Între $R_e = 0$ și $R_e = 170$ Ω, curba lui R_b în funcție de R_e reprezintă o limită inferioară în sensul că orice valoare a lui R_b mai mare decît cea tabelată va determina valori ale curentului maxim I_C mai mici decît valoarea maximă obținută cu valoarea tabelată. De exemplu, pentru $R_e = 0$, $R_b = 50$ kΩ va determina la $t = 150$°C o valoare $I_C = 7$ mA, în timp ce valoarea $R_b = 60$ kΩ permite o creștere a lui I_C la numai 6,8 mA.

Pentru R_e între 0,17 kΩ și 1,1 kΩ, valorile tabelate reprezintă limite superioare în sensul că orice valoare a lui R_b mai mică decît cea tabelată va fi acceptabilă; pentru astfel de valori, I_b va crește la o valoare mai mică decît I_C *(max)*.

Observăm că alegînd $R_e = 0{,}2$ kΩ, $R_b = 380$ kΩ și din relația (13.15) rezultă o valoare a lui E_B mai mare decît tensiunea de alimentare E_C, deci o valoare negativă a lui R_2. Din discuția precedentă, rezultă că reducînd R_b să zicem la valoarea 150 kΩ, se îmbunătățește stabilitatea și se obțin valori pozitive pentru R_1 și R_2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.6

$$\text{La } I_C = -4 \text{ mA},$$

$$g_m = \frac{4}{25} = 0{,}16 \text{ S}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m} = \frac{100}{0{,}16} = 625\ \Omega.$$

Datorită faptului că valoarea calculată a lui R_b era 10 kΩ, fracţiunea din curentul de intrare pierdută în R_b este:

$$\frac{0,625}{10 + 0,625} = 0,059 \text{ sau } 5,9\%.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.9

Pentru a asigura un mod de operare fără distorsiuni este necesar ca:

1. Să existe o cădere de tensiune suficient de mare pe R_L, pentru a accepta o amplitudine de 1,5 V. Deci:

$$I_{C(\min)} = \frac{V_o}{R_L}.$$

2. Să existe o cădere de tensiune suficient de mare pe tranzistor pentru a accepta amplitudinea de 1,5 V. Se cere $v_{CE(\min)} = 0,5$ V, deci punctul static de funcţionare va fi la:

$$V_{CE}(\min) = 0,5 + V_o.$$

Pentru bucla colector-emitor din fig. 13.19:

$$V_C = V_{CE} + I_C(R_L + R_e) = 0,5 + V_o + I_C(R_L + R_e)$$

$$I_C(\max) = \frac{V_C - 0,5 - V_o}{R_L + R_e}.$$

Deoarece aceste două ecuaţii sînt exact aceleaşi ca în discuţia despre emitorul comun iar relaţia (13.21) foloseşte numai mărimi de curent continuu, care sînt exact aceleaşi pentru fig. 13.19 şi 13.21, *a* soluţia este în continuare identică cu aceea din § 13.5.4. Un răspuns satisfăcător este $R_e = 0,15$ kΩ şi $R_b = 3,2$ kΩ.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.10

Este necesară o cădere de tensiune suficient de mare pe R_e pentru a accepta amplitudinea semnalului de ieşire. Din

$$I_C(\min) = \frac{V_p}{R_e} = \frac{2}{0,1} = 20 \text{ mA}.$$

De asemenea, este necesară o cădere de tensiune suficientă între colectorul şi emitorul tranzistorului (V_{CE}) pentru a accepta amplitudinea impusă, fără a se produce saturaţia.

Deci:

$$V_{CE}(\min) = 0,5 + V_p.$$

$$I_C(\max) = \frac{V_C - 0,5 - V_p}{R_e} = \frac{6 - 0,5 - 2}{0,1} = 35 \text{ mA}.$$

Se observă că aici nu este necesară o soluţie iterativă. Aplicînd relaţia (13.21) şi parametrii tranzistorului din problema 13.9 obţinem:

$$R_b = \frac{0,4 - 0,6 + (35 - 20)\,0,1}{\frac{20}{75} - \frac{35}{130}} = \text{foarte mare}$$

Deci orice valoare a lui R_b va realiza stabilizarea dorită. Aşadar, vom alege rezistenţele de polarizare ale circuitului de bază folosind relaţiile (13.15), (13.16), şi (13,17), presupunînd pentru R_b o asemenea valoare încît E_B să fie mai mic decît E_C.

Probleme suplimentare pentru capitolul 13

Se pot imagina multe probleme suplimentare prin simpla modificare a specificaţiilor referitoare la problema polarizării dată în text. De exemplu, se pot obţine rezultate interesante atunci cînd problemele P 13.3 şi P 13.4 sînt, rezolvate pentru alte valori ale tensiunii de polarizare. Încercaţi $V_C = 8$ V (nu are soluţie), 9 V 9,5 V, 10 V şi 11 V.

PROBLEME LA CAP. 14

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.1

Înălţimea E_p a saltului, în forma de undă scăzătoare din figură, este aceeaşi ca înălţimea saltului formei de undă pătratică originală (presupunînd pentru simplificare că etajul are amplificare unitară).

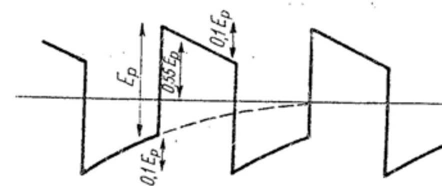


Fig. P. 14.1

Cunoaştem, de asemenea, că forma de undă scăzătoare nu trebuie să aibă componentă continuă. Deci vîrful formei de undă va fi 0,55 E_p, după cum putem vedea din geometria figurii. Ecuaţia palierelor este:

$$e(t) = 0,55\, E_p e^{-t/\tau}.$$

Pentru o cădere mică, se pot folosi numai primii doi termeni ai dezvoltării în serie :

$$e(t) \approx 0{,}55\ E_p \left(1 - \frac{t}{\tau}\right).$$

Deci căderea este :

$$0{,}1\ E_p = 0{,}55\ E_p \frac{t}{\tau}.$$

$$\text{Deci}\quad \tau = \frac{0{,}55}{0{,}1} \times \frac{T}{2},\quad \text{deoarece}\quad t = \frac{T}{2}.$$

Pentru circuitul acesta :

$$\tau = (R_b + R_s)\, C_C, \ \text{deci}$$

$$C_C = \frac{5{,}5\ T}{2\,(R_b + R_s)}.$$

Pentru exemplul numeric din § 14.1.4., $R_b = 500\ \text{k}\Omega$, $R_s = 50\ \text{k}\Omega$, $f = 50$ Hz ; folosind drept unități : kiloohm, microfarad și milisecundă avem :

$$C_C = \frac{5{,}5}{2 \times 550 \times 0{,}050} = 0{,}1\ \mu\text{F}.$$

Această valoare este de aproximativ 20 de ori mai mare decît aceea calculată în text pentru forma de undă sinusoidală. Acest fapt se explică prin aceea că cele 10 procente cădere în unda pătratică sînt mult mai restrictive decît cele 30 procente atenuare a undei sinusoidale. Căderea de 10% apare primordial din defazarea componentei fundamentale.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.2

O analiză simplă în trei trepte a fig. 14.6 realizează funcția de transfer căutată. Notăm cu V_r potențialul nodului C_c, R_b și r_x. Atunci :

$$\frac{V_r}{V_i} = \frac{R_b \,||\, (r_x + r_\pi)}{R_b \,||\, (r_x + r_\pi) + R_s + 1/sC_c}$$

$$\frac{V}{V_r} = \frac{r_\pi}{r_x + r_\pi}$$

$$\frac{V_o}{V} = -\,g_m R_L.$$

Așadar :

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{-\,g_m r_\pi R_L}{R_b \,||\, (r_x + r_\pi) + R_s + 1/sC_C}\right) \frac{R_b \,||\, (r_x + r_\pi)}{r_x + r_\pi}. \tag{1}$$

Din analiza numitorului se constată că polul acestei expresii este dat de relația (14.9). La frecvențe medii termenul $1/sC_C$ devine foarte mic ; deci

$$A_o = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\,g_m r_\pi R_L \dfrac{R_b (r_x + r_\pi)}{R_b + r_x + r_\pi}}{\left[\dfrac{R_b (r_x + r_\pi)}{R_b + r_x + r_\pi} + R_s\right](r_x + r_\pi)}.$$

Aceasta poate fi simplificată la relația (14.11) multiplicînd numărătorul și numitorul prin $R_b + r_x + r_\pi$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.4

Amplificarea la frecvențe joase este dată de relația (14.21) :

$$\frac{A_o}{A_o\,(\text{joasă frecv.})} = \frac{R_e}{R_T} = \frac{s_d}{s_c}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.8

Tensiunea între sursa TECJ și masă este, din fig. 14.10,

$$V_s = g_m V_{gs} \frac{R_e \cdot 1/s\,C_e}{R_e + 1/sC_e}.$$

De asemenea,

$$V_{gs} = V_i - V_s = V_i - g_m V_{gs} \frac{R_e/sC_e}{R_e + 1/sC_e}$$

$$V_{gs} = V_i \frac{R_e + 1/sC_e}{R_e + 1/sC_e + g_m R_e/sC_e}$$

$$V_o = -\,g_m V_{gs} R_L = -\,g_m R_L V_i \frac{s + 1/R_e C_e}{s + (g_m + G_e)/C_e}.$$

La frecvenţa zero ($s = 0$):

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m R_L}{R_e(g_m + G_e)} = -\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_e}$$

$$\frac{A_0}{A_0\,(\text{joasă frecv.})} = 1 + g_m R_e = \frac{s_{pol}}{s_{zero}}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.10

Din relaţia (14.26) şi presupunînd $R_b = 1\ \text{M}\Omega$,

$$C_c = \frac{1}{(1000 + 10)\,0{,}01 \times 2\pi} = 0{,}0158\ \mu\text{F}$$

$$C_e = \frac{10}{0{,}01 \times 2\pi}(3 + 0{,}125) = 500\ \mu\text{F}.$$

Pe de altă parte, putem face ca polul dat de C_e să devină pol dominant. Atunci,

$$C_e = 50\mu\text{F}$$

$$C_C = 0{,}16\ \mu\text{F}$$

Rezultă deci, folosind relaţiile (14.26), (14.27) şi (14.28):

$$s_f = -0{,}00628\ \text{s}^{-1}$$

$$s_g = -0{,}0628\ \text{s}^{-1}$$

$$s_e = -0{,}0025\ \text{s}^{-1}.$$

Evident, s_g este polul dominant, controlînd deci frecvenţa limită, aşa cum am impus. Varianta a doua este mai ieftină decît prima.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.14

Folosind aproximaţia din enunţul problemei,

$$s_1 \approx -\frac{G'_s + g_\pi}{C_\pi + C_\mu + C_\mu R_L(g_m + g_\pi + G'_s)} \quad (1)$$

$$s_2 \approx -\frac{C_\pi + C_\mu + C_\mu R_L(g_m + g_\pi + G'_s)}{C_\pi C_\mu R_L}. \quad (2)$$

Analizînd relaţia (2) observăm că valoarea cea mai mică a lui s_2 apare pentru R_L foarte mare; în cazul acesta:

$$s_2 \approx -\frac{g_m + g_\pi + G'_s}{C_\pi}. \quad (3)$$

Reamintim că

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}. \quad (4)$$

Deoarece relaţia (3) are numărătorul mai mare şi numitorul mai mic decît cei ale relaţiei (4), rezultă că:

$$|s_2| > \omega_T.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.17

Valorile lui R_s şi R_L din fig. 14.19 au fost schimbate la 50Ω şi 127 Ω, respectiv.

Modificarea lui R_s nu are efect asupra polarizării. Cu toate acestea, o modificare a lui R_L cere o modificare a tensiunii de alimentare V_C, pentru a menţine acelaşi punct static de funcţionare. Concret, avem:

$$V_C = I_C(R_L + R_e) + V_{CE} = 15\,(0{,}127 + 0{,}2) + 10{,}5 = 15{,}4\ \text{V}.$$

Folosind relaţiile (13.16) şi (13.17) se obţin noi valori pentru rezistenţele de polarizare:

$$R_{b1} = \frac{E_C}{E_B} R_b = \frac{15{,}4}{4}\,2 = 7{,}7\ \text{k}\Omega$$

$$R_{b2} = \frac{R_b \cdot R_{b1}}{R_{b1} - R_b} = \frac{2 \times 7{,}7}{7{,}7 - 2} = 2{,}7\ \text{k}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.18

Amplificatorul a fost proiectat să aibă un pol dominant la:

$$s = -314\ \text{s}^{-1}.$$

Deci aspectul formei de undă a răspunsului va fi o cădere exponențială pe fiecare jumătate de perioadă, cu constanta de timp:

$$T_l = -\frac{1}{|s_l|} = -\frac{1}{314}\ \mathrm{s} = 3{,}2\ \mathrm{ms}.$$

Jumătatea perioadei de 100 Hz este 5 ms.
Deci, dacă amplitudinea formei de undă este e_p volți, unda va scădea la:

$$e_f = e_p \cdot e^{-5/3{,}2} = 0{,}21\ e_p,\ \text{adică se obține o cădere de } 79\%.$$

Timpul de creștere poate fi determinat din relația (14.66). Această relație presupune existența unui singur pol, dar atît polii de joasă frecvență cît și cei de înaltă frecvență sînt atît de îndepărtați de polul de înaltă frecvență dominant:

$$s_h = -0{,}00628\ \mathrm{ns}^{-1}$$

încît pot fi ignorați. Deci:

$$t_{creștere} \approx \frac{2{,}2}{\omega_h} = \frac{2{,}2}{0{,}00628} = 350\ \mathrm{ns}.$$

Dar, din specificația inițială pentru $f_h = 1$ MHz,

$$t_{creștere} = \frac{0{,}35}{1} = 0{,}35\ \mu\mathrm{s}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.20

(*a*) v. fig. 14.1, *c*

(*b*) v. fig. 14.2

(*c*) $$g_m = \frac{q|I_C|}{kT} = \frac{5}{25} = 0{,}2\ \mathrm{S}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{0{,}2} = 0{,}5\ \mathrm{k\Omega}$$

$$C_\pi = \frac{g_m}{\omega_T} - C_\mu = \frac{200}{0{,}5 \times 2\pi} - 5 = 59\ \mathrm{pF}.$$

Rezistența văzută de C_C este:

$$R_{eq} = R_s + r_x + r_\pi = 1 + 0{,}05 + 0{,}5 = 1{,}55\ \mathrm{k\Omega}.$$

Deci pentru $\omega_l = 100$ rad/s

$$C_C = \frac{1}{0{,}1 \times 1{,}55} = 6{,}45\ \mu\mathrm{F}.$$

Frecvența limită superioară, folosind aproximarea cu un singur pol este:

$$C_T = 59 + 5\ (1 + 200 \times 0{,}4) = 464\ \mathrm{pF}$$

$$R_{eq} = r_\pi \,||\, (r_x + R_S) = 0{,}5 \,||\, (0{,}05 + 1) = 0{,}34\ \mathrm{k\Omega}$$

$$\omega_h = \frac{1}{C_T\ R_{eq}} = \frac{1}{460 \times 0{,}34} = 0{,}0064\ \frac{\mathrm{Grad}}{\mathrm{s}}$$

sau 6,4 Mrad/s, ceea ce nu satisface specificația impusă.

(*d*) Amplificarea de tensiune în bandă este:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{r_\pi}{r_\pi + r_x + R_S}\, g_m R_L = -\frac{0{,}5}{0{,}5 + 0{,}05 + 1} \times 200 \times 0{,}4 = -26.$$

(*e*) Multe soluții sînt posibile, dar scăzînd pe R_L scade C_T și deci crește ω_h, dar, deasemenea, se reduce amplificarea.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.23

Cerința de a nu avea o cădere mai mare de 10% va fi mai severă în intervalul dintre impulsuri. Datorită existenței unei capacități de cuplaj între etaje, se pierde componenta de curent continuu a formei de undă de la intrare, deci intervalul apare asemenea unui impuls de 990 µs. Pentru a menține o cădere de 10%, acest interval trebuie să fie mai mic decît $\tau/10$, deci:

$$\tau = 10 \times 990 \approx 10\ \mathrm{ms}.$$

Deci polul dominant de joasă frecvență trebuie să fie:

$$s_l = -\frac{1}{T} = -0{,}1\ (\mathrm{ms})^{-1}.$$

Pentru a obține un timp de creștere de 0,5 μs, impunem

$$\omega_h = \frac{2,2}{0,5} = 4,4 \text{ Mrad/s, sau un pol dominant de înaltă frecvență de :}$$

$$s_h = -4,4\ (\mu s)^{-1}.$$

Restul proiectării merge în paralel cu acela descris în § 14.3.3 și 14.7.2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.24

Neglijînd căderea de tensiune provocată de I_B în R_s,

$$V_e \approx 1,6-0,6 = 1 \text{ V}.$$

$$I_C = -I_E = -\frac{V_e}{R_e} = \frac{1}{0,1} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 5-0,2\times 10 = 3 \text{ V}$$

$$V_{CB} = 3 - 0,6 = 2,4 \text{ V}$$

$$g_m = \frac{(I_C)}{25} = \frac{10}{25} = 0,4 \text{ S}.$$

Pentru a determina r_π :

$$\frac{V_o}{V_i} = -32 = -g_m \frac{R_L r_\pi}{r_\pi + R_s} = \frac{-0,4\times 100\times r_\pi}{50+r_\pi}.$$

Așadar $r_\pi = 200\ \Omega$. Folosind aproximarea cu un singur pol se poate determina C_π :

$$C_t = C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L) = \frac{1}{\omega_h R_t}$$

$$C_\pi = \frac{1}{2\pi \times 15,9 \times 10^{-3} \times [0,05 \,||\, 0,2]} - 3\ (1 + 400 \times 0,1) = 127 \text{ pF}.$$

Acum schimbăm pe R_L la 300 Ω. Datorită metodei de polarizare, I_C rămîne fix la valoarea 10 mA.

$$V_{CB} = 5 - 10 \times (0,3 + 0,1) - 0,6 = 0,4 \text{ V}.$$

Noii parametri :

$$\left.\begin{array}{l} g_m = 0,4 \text{ S} \\ r_\pi = 200\ \Omega \\ C_\pi = 127 \text{ pF} \end{array}\right\} \quad \text{independente de } V_{CB}$$

$$C_\mu = K(\psi_0 - V)^{-1/3}$$

$$C_\mu(2,4) = K(\psi_0 - 2,4)^{-1/3} = 3\ pF$$

$$C_\mu(0,4) = K(\psi_0 - 0,4)^{-1/3}$$

$$C = 3 \cdot \frac{(0,9-2,4)^{1/3}}{(0,9-0,4)^{1/3}} = 4,05 \text{ pF}.$$

Deci lărgimea de bandă este :

$$\omega_h = \frac{1}{0,4\ [127 + 4,05\ (1 + 400 \times 0,3)]} = 0,0405 \text{ Grad/s},$$

sau 6,4 MHz.

Problema suplimentară P. 14.25

Să se proiecteze un amplificator cu un etaj cu TECJ și un etaj cu tranzistor bipolar care să întrunească următoarele specificații :
Amplificarea de tensiune : cel puțin 40.
Frecvența limită superioară : cel puțin 5 MHz.
Semnalul de ieșire : 1 V vîrf la vîrf.
Impedanța sursei de semnal : 50 Ω.
Tensiuni de alimentare disponibile : + 10 V; −10 V.
Domeniul de temperaturi : de la 25°C la 75°C.
Verificați experimental rezultatele.
Observație : Se pare că unul din amplificatoare nu întrunește aceste specificații. Realizați această proiectare și verificare experimentală, sau dovediți că autorii greșesc.

PROBLEME LA CAP. 15

Următoarele probleme din capitolul 15 trebuie rezolvate cu ajutorul unui calculator numeric : 7, 10, 13, 20, 21, 22, 23.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.3

Tensiunea pe rezistența $r_{\pi 2}$ este :

$$V_2 = (I_t - g_{m2} V_2)\, r_{\pi 2}$$

$$\frac{V_2}{I_t} = \frac{r_\pi}{1 + g_m r_\pi} = \frac{1}{g_\pi + g_m}.$$

Dacă se aplică un curent de test acestui circuit, nu se fixează în mod direct sursa dependentă, aşa cum fusese cazul cu sursa de tensiune de test din text. Pentru această problemă simplă volumul de muncă este mic oricum, dar în circuite mai complicate, diferenţa va fi semnificativă.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.4

Pentru un amplificator cu un singur etaj cu emitorul comun,

$$R_{10} = r_\pi \,||\, (r_x + R_s) = 0{,}25 \,||\, (0{,}02 + 0{,}2) = 0{,}117 \text{ k}\Omega$$

$$R_{20} = R_{10} + R_L + R_{10} R_L g_m = 0{,}117 + 0{,}2 + 0{,}117 \times 0{,}2 \times 400 = 9{,}72 \text{ k}\Omega$$

$$\tau_{10} = 0{,}117 \times 100 = 11{,}7 \text{ ns}$$

$$\tau_{20} = 9{,}72 \times 5 = 48{,}6 \text{ ns.}$$

Suma constantelor de timp este 60,3 ns ; comparaţi cu 14,3 ns în circuitul cascod proiectat. Este clar că diferenţa majoră se datoreşte lui τ_{20}, 1,2 ns în cascod şi 48,6 ns în proiectarea cu un singur etaj. Acest efect important este produs de trecerea unui semnal de curent de valoare semnificativă de la ieşire către intrare, prin C_μ.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.14

$$\omega_l = \sqrt{0{,}916^2 + 0{,}084^2 + 0{,}0084^2} = 0{,}92 \text{ krad/s.}$$

Din relaţia (15.17) :

$$\omega_l = \sqrt{0{,}916^2 + 0{,}084^2 + 0{,}0084^2 - 2 \times 0{,}076^2 - 2 \times 0{,}0115^2} = 0{,}0915 \text{ krad/s.}$$

În acest exemplu ambele aproximaţii sînt într-o bună concordanţă cu calculele de precizie mai mare.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.17

Polii calculaţi pe calculator sînt (în ns^{-1}) :

$$s_d = -\,0{,}0806$$

$$s_e = -\,0{,}644$$

$$s_f = -\,4{,}05$$

$$s_g = -\,16{,}45.$$

Folosind numai polul dominant, timpul de creştere t_r este :

$$t_r = \frac{2{,}2}{0{,}0806} = 27{,}3 \text{ ns.}$$

Folosind toţi patru polî se găseşte, din ecuaţia (15.19, b) :

$$t_r = \frac{2{,}2}{0{,}0799} = 27{,}5 \text{ ns.}$$

REZOLVAREA PROBLEMELOR P. 15.18 şi P 15.19

Pentru cei trei poli coincidenţi, frecvenţa la 3 dB este dată de :

$$\omega_h = |\,S_1\,| \sqrt{2^{1/n} - 1} = 0{,}51 \;|\,S_1\,|$$

	ω_h-exact	din relaţia (15.17)	din relaţia (15.9)	din relaţia (15.22)
A_1	0,51	0,576	1,00	0,333
A_2	1,00	1,00	1,00	0,98

Este clar că metodele aproximative sînt mult mai aproape de adevăr cînd există un pol dominant, deşi relaţia (15.17) este cu numai 10% în plus, chiar şi pentru trei poli identici.

Cum s-a prevăzut, relaţia (15.22) dă întotdeauna un răspuns care este mai mic.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.21

Ecuaţiile potenţialelor nodurilor sînt (unităţi siemens, microsecundă, microfarad) :

$$0 = (2 + s)\; V_1 - V_2$$

$$0 = -\; V_1 + (2 + s)\; V_2.$$

Soluţia este, în $(\mu s)^{-1}$:

$$s_1 = -\,1$$

$$s_2 = -3\,.$$

s_1 corespunde unui mod de lucru simetric, în care potenţialele V_1 şi V_2 cresc şi scad împreună, deci două circuite RC în paralel ; s_2 este un mod antisimetric.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.23

Se încearcă cascade de două etaje cu emitorul comun $R_s = 50\ \Omega$.

$$\frac{V_o}{V_i}\ (\text{med}) = \frac{r_{\pi_1}}{R_s + r_\pi + r_x} \times g_{m1} \times \frac{R_{L_1}}{R_{L_1} + r_{x_2} + r_{\pi_2}} \times r_{\pi_2} \times g_{m_2} \times R_{L_2}.$$

Încercați curentul de operare de 10 mA pentru fiecare etaj, astfel încît $g_m = 400$ mS, $r_\pi = 0{,}25$ kΩ (pentru $\beta_0 = 100$), $r_x = 0{,}025$ kΩ.
Deci :

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{100}{50 + 250 + 25} \times \frac{R_{L1}}{R_{L_1} + 275} \times 100 \times R_{L_2} > 3\,000$$

$$\frac{R_{L1}}{R_{L_1} + 275} \times R_{L_2} > 30 \times 3{,}25 = 97{,}5.$$

$R_{L1} = 2000\ \Omega$, $R_{L2} = 125\ \Omega$ îndeplinesc această condiție (împreună cu alte combinații, rezonabile).

Constantele de timp de circuit deschis:

$$R_{10} = r_\pi \,||\, (r_x + R_s) = 0{,}25 \,||\, (0{,}05 + 0{,}025) = 0{,}057\ \text{k}\Omega$$

$$R'_L = R_{L_1} \,||\, (r_x + r_\pi) = 2{,}0 \,||\, 0{,}275 = 0{,}242\ \text{k}\Omega$$

$$R_{20} = R_{10} + R'_L + R_{10} R'_L g_m = 0{,}057 + 0{,}242 + 0{,}057 \times 0{,}242 \times 400 = 5{,}8\ \text{k}\Omega$$

$$R_{30} = r_\pi \,||\, (r_x + R_{L1}) = 250 \,||\, (25 + 2\,000) = 0{,}222\ \text{k}\Omega$$

$$R_{40} = R_{30} + R_{L2} + R_{30} R_{L2} g_m = 0{,}222 + 0{,}125 + 0{,}22 \times 0{,}125 \times 400 = 11{,}44\ \text{k}\Omega$$

Calculul lui $C_\mu + C_\pi$

$$\sum \tau_{j0} = \frac{1}{\omega_h} = \frac{10^3}{2\pi \times 2} = 80\ \text{ns}.$$

Pentru $C_\mu = 2$pF

$$\Sigma\tau_{par} = 2\ (5{,}8 + 11{,}4) = 34{,}4\ \text{ns}$$

$$\Sigma\tau_{impar} = 80 - 34{,}4 = 45{,}6\ \text{ns} = C_\pi\,(0{,}057 + 0{,}222)$$

$$C_\pi = \frac{45{,}6}{0{,}28} = 164\ \text{pF}$$

$$\omega_T = \frac{400}{166} = 2{,}4\ \text{Grad/s}$$

$$f_T = \frac{2{,}4}{2\pi} \times 10^3 = 400\ \text{MHz}.$$

Problema suplimentară P. 15.24

În text, constantele de timp de circuit deschis al etajului cascod au fost comparate numeric. Totuși, se poate face o comparație mai generală, sub forma expresiilor literale.

Se presupun tranzistoare identice.

Soluție : Cu tranzistoare identice și cu curenții de colector aproape identici, parametrii tranzistoarelor vor fi aproximativ aceiași.

Deci :

$$\tau_{10} = C_\pi\,[r_\pi \,||\, (r_x + R_s)] = C_\pi R_{10}$$

$$R_{L1} = \frac{r_x + r_\pi}{\beta_0 + 1} \approx \frac{r_\pi}{\beta_0} = \frac{1}{g_m}$$

$$\tau_{20} = C_\mu \left[R_{10} + \frac{1}{g_m} + R_{10}\frac{g_m}{g_m} \right] \approx 2C_\mu R_{10}$$

$$\tau_{30} = \frac{C_\pi}{g_\pi + g_m} \approx \frac{1}{\omega_T}$$

pentru $C_\pi \gg C_\mu$

$$\tau_{40} = C_\mu\,(r_x + R_L).$$

Se trage concluzia că pentru $C_\pi \gg C_\mu$, τ_{20} va fi mult mai mic decît τ_{10}. De asemenea, τ_{30} nu va conta niciodată, deoarece lărgimea de bandă va fi totdeauna mult mai mică decît ω_T. Deci pentru $C_\pi \gg C_\mu$, τ_{10} și τ_{40} vor fi întotdeauna dominante.

Mărimile relative ale acestora două depind de R_L și R_S.

Problema suplimentară P. 15.25

Să se repete problema 15.6 pentru $C_{\pi 1} = 100$ pF, $C_{\pi 2} = 50$ pF.

Răspuns : $1/s_d = 12{,}456$

$1/s_e = 1{,}494$

$1/s_f = 0{,}139$

$1/s_g = 0{,}056$ Total : 14,145

$\tau_1 = 11{,}70$

$\tau_2 = 1{,}22$

$\tau_3 = 0{,}125$

$\tau_4 = 1{,}10$ Total: 14,145

PROBLEME LA CAP. 16

Următoarele probleme din cap. 16 vor fi rezolvate cu ajutorul unui calculator numeric : 8, 9, 10, 11, 14, 15, 20.

Predînd despre etajele cu emitor comun în cascadă este util că se sublinieze că valoarea maximum posibilă a lărgimii de bandă, care să poate obține punînd $R_S = R_L = 0$, este finită și egală cu :

$$\omega_h = \frac{1}{n\,(r_x \,||\, r_\pi)\,(C_\pi + C_\mu)}\,.$$

Se poate face o încercare rapidă la terminarea proiectării pentru a vedea dacă această limitare elimină în realitate cascada considerată.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.1

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G'_S \cdot \Delta_{16}}{\Delta}\,.$$

Deci zerourile sînt rădăcinile lui Δ_{16}.

Scriind acest minor, se observă că nu există elemente dedesubtul diagonalei principale, deci determinantul Δ_{16} este chiar produsul elementelor pe diagonala principală :

$$\Delta_{16} = (g_{m_1} - s\,C_{\mu 1})\,g_{x_2}\,(g_{m_2} - s\,C_{\mu 2})\,g_{x3}\,(g_{m_3} - s\,C_{\mu 3}) \qquad (1)$$

Deci zerourile sînt la $s = g_m/C_\mu$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.3

Pentru R_1 foarte mare, numitorul relației 16.18 se reduce la unitate. Deci :

$$\frac{\partial V_{CE_3}}{\partial V_{B_1}} = \beta_F^3\,\frac{R_{L_3}}{R_2}\,.$$

Adăugînd R_1, se găsește din relație (16.20) :

$$\frac{\partial V_{CE_3}}{\partial V_{B_1}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}\,.$$

Deci sensibilitatea la schimbările lui V_{B_1} a fost redusă prin cel puțin factorul β_F^3 sau un milion.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.4

Sînt posibile multe variante de proiectare, dar rețeaua de decuplare C_2, C_3, R_3 R_4 trebuie să fie proiectată astfel încît să realizeze funcțiunea de decuplare la ω_l. Cu alte cuvinte frecvența de tăiere joasă trebuie realizată de C_c și C_1. Pentru $V_{CE_3} = 5{,}9$ V,

$$V_{C_3} = 5{,}9 + 10 \times 0{,}1 = 6{,}9 \text{ V}.$$

Tensiunea în partea de sus a lui R_{L_2} trebuie să fie :

$$V_{C_2} = 0{,}6 + 5 \times 0{,}2 = 1{,}6 \text{ V}.$$

Deci, $R_4 = \dfrac{6{,}9 - 1{,}6}{1 + 5} = 0{,}88$ kΩ.

Tensiunea în partea superioară a lui R_{L_1} trebuie să fie :

$$V_{C_1} = 0{,}6 + 1 \times 0{,}5 = 1{,}1 \text{ V}.$$

Deci, $R_3 = \dfrac{1{,}6 - 1{,}1}{1} = 0{,}5$ kΩ.

Din text, $G_{1s} = 80$ mS.

Prin examinarea fig. 16.6, rezistența de scurtcircuit R_C văzută de C_c este :

$$R_{Cs} = R_s + r_\pi \,||\, R_2 \,||\, R_1/2 = 0{,}050 + 2{,}5 \,||\, 20 \,||\, 5 \approx 1{,}6 \text{ k}\Omega.$$

Similar, dacă se neglijează r_x:

$$R_{2s} = R_3 \,||\, (R_{L1} + r_{\pi 2}) = 0{,}5 \,||\, 1 = 0{,}33 \text{ k}\Omega$$

$$R_{3s} = R_3 \,||\, R_4 \,||\, (R_{L2} + r_{\pi 3}) = 0{,}5 \,||\, 0{,}88 \,||\, (0{,}2 + 0{,}25) = 0{,}19 \text{ k}\Omega.$$

Din capitolul 15, relaţia (15.50):

$$\omega_l = 2\pi \times 0{,}05 = \frac{G_{1s}}{C_1} + \frac{1}{R_{CS}C_e} + \frac{1}{R_{2s}C_2} + \frac{1}{R_{3s}C_3}$$

$$0{,}314 = \frac{80}{C_1} + \frac{1}{1{,}6\, C_e} + \frac{1}{0{,}33\, C_2} + \frac{1}{0{,}19\, C_3}.$$

Cea mai economică proiectare va avea constante de timp inegale. Presupunem că alocăm 0,28 ms pentru C_1:

$$C_1 = \frac{80}{0{,}28} = 290\ \mu\text{F}.$$

Încearcă $T_e = 0{,}01$:

$$C_e = \frac{1}{1{,}6 \times 0{,}01} = 62\ \mu\text{F}.$$

Încearcă $T_2 = 0{,}1$:

$$C_2 = \frac{1}{0{,}33 \times 0{,}01} = 300\ \mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{1}{0{,}19 + 0{,}014} = 380\ \mu\text{F}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.12

Polii pot fi găsiţi căutînd zerourile admitanţei de-a lungul oricărui element al reţelei. La bornele lui C_1 se vede:

$$Y = sC_1 + G_3 + \frac{G_2(G_1 + sC_2)}{G_1 + G_2 + sC_2}.$$

Deoarece G_2 este mult mai mic decît G_1 aceasta se reduce la:

$$Y \approx sC_1 + G_3 + G_2.$$

Deoarece un pol se află pentru $Y = 0$,

$$s_1 = -\frac{(G_3 + G_2)}{C_1}.$$

La bornele lui C_2 se vede:

$$Y = sC_2 + G_1 + \frac{G_2(G_3 + sC_1)}{G_2 + G_3 + sC_1}.$$

Din nou, deoarece G_2 este atît de mic, se ajunge la:

$$Y = sC_2 + G_1 + G_2.$$

Astfel, polul al doilea este $s_2 \approx -\dfrac{G_1 + G_2}{C_2}$.

Există un zero acolo unde calea de şunt R_2, R_3 şi C_1 devine scurtcircuit:

$$Z = R_2 + \frac{R_3}{1 + sC_1R_3} = 0, \text{ deci } s_z = \frac{-G_2 + G_3}{C_1}.$$

Este clar că zeroul nu poate fi neglijat în calcularea lui ω_h deoarece este foarte apropiat de polul dominant. Deci ecuaţia ce leagă ω_h de τ_{j0} nu este valabilă în acest exemplu.

De fapt polul s_1 şi zeroul s_2 aproape se anulează, lăsînd o funcţie cu un pol adică numai C_2 apare ca semnificativă, iar părerea intuitivă că C_1 nu influenţează funcţia de transfer, se verifică.

PROBLEMA P. 16.14

Răspunsul este dat în tabelul 19.7, pag. 216.

PROBLEMA P. 16.15

Răspunsul este dat în tabelul 19.9, pag. 223.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.16

$$g_m = \beta_0/r_\pi = 50/250 = 0{,}2 \text{ S}.$$

Dacă se neglijează R_{L_1} şi R_{L_2} şi dacă se aplică un curent de test I_t în locul lui C_1 se găseşte :

$$V = r_{\pi 2} I_t$$

$$V_t = I_t(r_{x2} + r_{\pi 2}) + I_t(r_{x3} + r_{\pi 3}) + g_m r_{\pi 2}(r_{x3} + r_{\pi 3}) I_t = (r_x + r_\pi)(2 + \beta_0) I_t.$$

Deci, $R_t = \dfrac{V_t}{I_t} = (25 + 250)(52) = 14{,}3 \text{ k}\Omega.$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.18

Dacă asigurăm curenţi de bază pentru Q_1, Q_2, Q_3 şi Q_4 suficient de mici pentru a cauza căderea de tensiune neglijabilă :

$$V_{E1} = V_{B1} - 0{,}6$$

$$I_{C2} = \frac{1}{2} I_{R1} = \frac{V_{B1} - 0{,}6}{2 R_1}$$

$$V_{C2} = V_{CC} - I_{C2} R_2$$

$$V_{E3} = V_{CC} - I_{C2} R_2 - 0{,}6 = V_{C1} - 0{,}6 - \left(\frac{V_{B1} - 0{,}6)}{2R_1}\right) R_2.$$

Pentru $R_2 = 2 R_1$ şi tensiune de alimentare V_{C1} egală cu de două ori V_{B1} :

$$V_{E3} = V_{B1}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.19

Rezistenţa văzută de R_b şi C_b este aproximativ :

$$R = r_{x1} + r_{\pi 1} + R_s + r_{x2} + r_{\pi 2} = 3{,}3 \text{ k}\Omega.$$

Deci rezistenţa văzută de C_b este :

$$3{,}3 \,||\, 0{,}5 = 0{,}395 \text{ k}\Omega.$$

Pentru frecvenţa 0,707 considerată la 100 Hz :

$$C_b = \frac{1}{2\pi \times 0{,}1 \times 0{,}395} \approx 4 \ \mu\text{F}.$$

Problema suplimentară P. 16.21

Proiectaţi şi construiţi un amplificator de bandă largă cu tranzistoare cu o amplificare în bandă de minimum 1 000 şi o frecvenţă limită superioară de minimum 6 MHz. Este acceptată o stabilizare minimală a polarizării. Sursa de tensiune de semnal este de 500 μV.

Punctaţi principalele caracteristici ale proiectării ca în problema 16.20 şi în plus, explicaţi rezultatele experimentale.

Componentele disponibile sînt :

Impedanţa sursei : 100 Ω

Tranzistoare*) :

Valoarea sursei de alimentare : = *)

Se presupune r_x = *) la $I_C = 2$ mA.

Indicaţii asupra experimentării :

1. Condensatoarele electrolitice se pot comporta inductiv la înaltă frecvenţă. Şuntaţi-le prin condensatoare stiroflex.

2. Sursele de alimentare nu sînt ideale. Pentru a evita oscilaţii nedorite este necesar să decuplaţi fiecare etaj. Aceasta va fi realizat ca în fig. P.16.21.

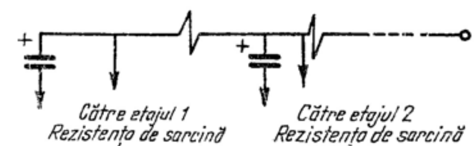


Fig. P. 16.21

3. Folosiţi conexiuni scurte. Dacă este necesar tăiaţi şi din picioarele elementelor. Efectele parazite pot fi neplăcute în special în amplificatoarele de mare amplificare.

Soclurile tranzistoarelor pot forma bune capacităţi.

4. Folosiţi dispozitive de răcire pentru tranzistoare, dacă ele disipă o putere mai mare decît cea admisibilă fără dispozitiv de răcire.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.21

Într-o serie de 60 de studenţi s-au proiectat 15 topologii de circuit distincte.

Cu excepţia a două dintre ele, toate celelalte au dat rezultate experimentale corecte. Cele mai multe au constatat dintr-o cascadă de două circuite cascod, fiecare lucrînd la 2 sau 3 mA.

---

*) Se completează în funcţie de componentele de care se dispune; se pot folosi, de exemplu, tranzistoare 2N3904.

PROBLEME LA CAP. 17

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.1

Lucrînd în unitățile miliohm, microfarad, milisecundă avem :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = 19 \times 2\pi.$$

$$Q = \frac{R_2}{\omega_2 L_2} = 50.$$

Avem trei necunoscute și numai două ecuații astfel încît un parametru poate fi ales arbitrar. Să presupunem $R_2 = 500\ \Omega$, pentru a obține o amplificare bună în bandă. Atunci :

$$L_2 = \frac{0{,}5}{19 \times 2\pi \times 50} = 8{,}4 \times 10^{-5}\ \mathrm{H}.$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} = \frac{1}{(19 \times 2\pi)^2 \times 8{,}4 \times 10^{-5}} = 0{,}84\ \mu\mathrm{F}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.2

Se înlocuiesc L_2, G_2, C_2 în fig. 17.3, *b* printr-o sursă de tensiune de test și se calculează curentul rezultant. Dacă V este mic comparat cu V_t, (deoarece C_μ apare ca o impedanță mare în comparație cu r_π etc.) atunci curentul prin C_μ este :

$$I_{c\mu} \approx sC_\mu V_t.$$

La frecvențe sub ω_β putem neglija C_π în comparație cu r_π, astfel încît curenții de mai sus produc o tensiune V egală cu :

$$V = \frac{I_{c\mu}}{g_\pi + 1/(r_\pi + R_1)}.$$

Deci curentul de ieșire I_t ca răspuns la tensiunea de test este :

$$I_t = I_{c\mu} + g_m V = V_t sC_\mu \left[1 + \frac{1}{g_\pi + 1/(r_\pi + R_1)}\right]$$

Deci s-a obținut relația (17.15).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.8

La frecvența limită superioară ω_h :

$$\left|\frac{V_o}{V_i}\right|^2 = \frac{K^2}{2} = \frac{K^2}{|1 + j\omega_h|^{2n}}.$$

Deci $(1 + \omega_h^2)^n = 2$

$$\omega_h = \sqrt{2^{1/n} - 1}.$$

Expresia este normalizată la lărgimea unitară pentru fiecare etaj RC. Pentru alte lărgimi de bandă,

$$\omega_h = \omega_{RC} \sqrt{2^{1/n} - 1}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.12

Pentru a verifica aliniamentul, se folosește relația (17.47) :

$$y_{fe}\, y_{re} = 200 \times j\ 0{,}0107 \times 2\pi \times 2{,}5 \left(\frac{2{,}5 \times j\,0{,}0107 \times 2\pi \times 50}{4 \times 33{,}3}\right)$$

$$|y_{fe}\, y_{re}| = 1{,}05\ (\mathrm{mS})^2.$$

Pentru a avea un bun aliniament :

$$G_1 G_2 \gg 1{,}05$$

care, pentru valorile date ale lui G_1 și G_2 este de aproape 30 de ori mai bun decît pentru un singur etaj calculat în § 17.2.4.

Încercați $G_1 = G_2 = 3$ mS. Fiecare circuit acordat trebuie să aibă o lărgime de bandă de :

$$\Delta\omega = 2\pi \times 0{,}2 \times 1{,}2 \times \sqrt{2} = 2{,}12\ \mathrm{Mrad/s}.$$

Deci

$$C = \frac{G}{\Delta\omega} = \frac{3 \times 10^3}{2{,}21} = 1400\ \mathrm{pF},$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{0{,}067^2 \times 1400} = 0{,}16\ \mu\mathrm{H}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.13

Din problema P.17.12, $G_1 = G_2 = 3$ mS vor realiza un bun aliniament.
Pentru a realiza lărgimea de bandă cerută la 0,2 MHz cu un acord cu circuite decalat/acordate:

$$\frac{G_1}{C_1} = \frac{G_2}{C_2} = 0{,}0707\ (2\pi \times 0{,}2 \times 10^{-3}) = 0{,}885 \times 10^{-3}.$$

Aşadar:
$$C_1 = C_2 = \frac{3}{0{,}885} \times 10^3 = 3400 \text{ pF}$$

$$\omega_{01} = 0{,}067 + 0{,}35 \times 1{,}25 \times 10^{-3} = 0{,}0674 \text{ Mrad/s}$$

$$\omega_{02} = 0{,}067 - 0{,}35 \times 1{,}25 \times 10^3 = 0{,}666 \text{ Mrad/s}.$$

De aici L_1 şi L_2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.14

Fără a calcula $|y_{fe}\, y_{re}|$ se ştie că pentru valori fixate ale lui G_1 şi G_2, proiectarea cu emitorul cuplat va produce un aliniament mai simplu de obţinut printr-un factor:

$$K = \left|\frac{4g_x}{g_\pi + sC_\pi}\right| = \left|\frac{4 \times 33{,}3}{2{,}5 + j\,0{,}05 \times 2\pi \times 50}\right| = 7{,}9.$$

Pentru acest tranzistor:

$$\omega_b = \frac{g_x + g_\pi}{C_\pi + C_\mu} = 0{,}68 \text{ Grad/s}$$

şi $\omega_0 = 0{,}05 \times 2\pi = 0{,}31$ Grad/s.
Deci sîntem aproape de ω_b, astfel că ecuaţia (17.46) şi în consecinţă (17.47) şi (17.50) pot fi afectate de erori. Păstrînd toţi termenii în relaţia (17.44) se găseşte:

$$y_{fe}\, y_{re} = \frac{m\, sC_\mu}{4}\left(\frac{g_\pi + sC_\pi}{g_x + g_\pi + sC_\pi}\right).$$

Deci:

$$K = 4\left|\frac{g_x + g_\pi + sC_\pi}{g_\pi + sC_\pi}\right| = 4\left|\frac{33{,}3 + 2{,}5 + j\,16{,}7}{2{,}5 + j\,16{,}7}\right| = 9{,}4.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.15

La 50 MHz, din figura 17.14, reiese,

$$|y_{fe}\, y_{re}| = |(-23 + j\,9)\ (0{,}04 - j\ 0{,}01)| = 1{,}02\ (\text{mS})^2.$$

Pentru $R_1 = R_2 = 50\ \Omega$

$$G_1 G_2 = 20 \times 20 = 400 \text{ mS}.$$

Deci amplificatorul va fi foarte stabil şi uşor de aliniat.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.17

În punctul static:

$$g_m = 100 \text{ mS}$$

$$g_\pi = g_m/\beta_0 = 2 \text{ mS}$$

$$g_x = (1/50) \times 10^3 = 20 \text{ mS}$$

$$\omega_\beta = \frac{\omega_T}{\beta_0} = \frac{10^9}{50} = 2 \times 10^7 = 0{,}02 \text{ Grad/s}$$

$$\omega_0 = 10^8 \text{ rad/s} = 0{,}1 \text{ Grad/s} = 5\ \omega_\beta$$

$$\omega_b = \frac{g_x + g_\pi}{g_m}\ \omega_T = 0{,}22 \text{ Grad/s}$$

$$\omega_0\, C_\pi = \omega_0 \frac{g_m}{\omega_T} \approx 10 \text{ mS} = 5\ g_\pi$$

$$\omega_0\, C_\mu = 2 \times 10^{-4} \text{ S} = 0{,}2 \text{ mS}$$

$$\omega_T \gg \omega_b > \omega_0 \gg \omega_\beta.$$

(*a*) Acum avem:

$$Q = 20 \approx \frac{\omega_0\, C_{tot}}{G_L}$$

$$C_{tot} = \frac{20}{10^8}\ \frac{1}{200} = 1000 \text{ pF}.$$

Deci cei 2 pF ai lui C_μ sînt neglijabili atît pentru acord cît şi pentru sarcină ($|y_{oe}| \ll G_L$). De asemenea :

$$L\,C_{tot} = \omega_0^{-2} = 10^{-16}$$

$$L = 10^{-7}\ \text{H} = 100\ \text{nH}.$$

(*b*) Deoarece valoarea lui ω_b este determinată pînă la un factor egal cu 2, ar trebui să folosim valoarea $y_{fe}\,y_{re}$ dată de problema P.17.14. Totuşi valoarea dată de relaţia (17.47) duce la o proiectare mult mai restrictivă astfel că vom folosi ultima valoare :

$$|y_{fe}y_{re}| = 100 \times 0{,}1 \times 2 \left|\frac{2 + j\,10}{4 \times 20}\right| = 2{,}25\ (\text{mS})^2$$

(Un calcul mai exact duce la 2.23).

Dacă $G_S = 0$, atunci apare numai o încărcare rezistivă din partea admitanţei de intrare a circuitului. Aceasta este :

$$y_i = \frac{1}{2}\left(\frac{g_x\,(g_\pi + sC_\pi)}{g_x + g_\pi + sC_\pi}\right) = \frac{1}{2}\left[\frac{20\,(2 + j\,10)}{20 + 2 + j\,10}\right] = 2 + j\,4.$$

$$\text{Deci } g_i = 2\ \text{mS}.$$

Cu $G_2 = 10$ mS, $g_i\,G_2 = 10$, astfel încît $g_i\,G_2$ este de 5 ori mai mare decît $|y_{fe}\,y_{2e}|$. Este recomandabilă adăugarea unei valori pentru G_S (de exemplu $G_S = 2$ mS).

PROBLEME LA CAP. 18

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.1

Dacă a are o valoare iniţială a_1,

$$A_1 = \frac{a_1}{1 + a_1 f}.$$

În mod similar, valoarea finală a amplificării în buclă închisă, pentru $a = a_2$ este :

$$A_2 = \frac{a_2}{1 + a_2 f}.$$

Variaţia relativă a lui A este :

$$\frac{A_2 - A_1}{A_1} = \frac{\Delta A}{A_1} = \left[\frac{a_2}{1 + a_2 f} - \frac{a_1}{1 + a_1 f}\right] \times \frac{1 + a_1 f}{a_1} =$$

$$= \frac{a_2\,(1 + a_1 f) - a_1\,(1 + a_2 f)}{a_1\,(1 + a_3 f)} = \frac{a_2 - a_1}{a_1}\left(\frac{1}{1 + a_2 f}\right).$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.18.3

$$\frac{V_1}{I_s} = \frac{r_\pi}{r_x + r_\pi} \times \frac{1}{G_s + G_f + 1/(r_x + r_\pi)}$$

$$\frac{g_{m1} V_1}{I_s} = \frac{g_{m1} r_\pi}{(G_s + G_f)\,(r_x + r_\pi) + 1} = \frac{100}{20{,}2 \times 2{,}7 + 1} = 1{,}8$$

$$\frac{V_o'}{g_{m1} V_1} = -\left(\frac{r_\pi \times R_{L_1}}{R_{L1} + r_x + r_\pi}\right) g_{m2} \left(\frac{r_\pi \times R_{L2}}{R_{L2} + r_x + r_\pi}\right) \times g_{m3}\left(\frac{1}{G_f + G_i}\right) =$$

$$= -\left(\frac{100 \times 0{,}5}{0{,}5 \times 0{,}55}\right)\left(\frac{100 \times 0{,}2}{0{,}2 + 0{,}275}\right)\left(\frac{1}{0{,}2 + 10}\right) = -196\ \text{k}\Omega.$$

Deci :

$$\frac{V_o'}{I_s} = -1{,}8 \times 196 = -354\ \text{k}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.4

Calculul transmisiei pe buclă din fig. 18.16 este identic cu calculul lui V_o'/I_s din fig. 18.14, *c*, după cum s-a făcut în problema P.18.3, cu excepţia calculului etajului de ieşire. Din acea problemă :

$$\frac{I_t}{g_{m1}\,V_1} = \left(\frac{r_\pi\,R_{L1}}{R_{L1} + r_x + r_\pi}\right) g_{m2} \left(\frac{r_\pi\,R_{L2}}{R_{L2} + r_x + r_\pi}\right) g_{m3} \left(\frac{G_f}{G_f + G_L}\right).$$

Comparația acestui rezultat cu rezultatul corespunzător din problema P.18.3 arată că se va găsi :

$$\frac{I_t}{I_s} = -a\,G_f.$$

Deoarece $f = -G_f$, acest rezultat este identic cu cel obținut în text.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.5

Deoarece $V_o = V_t$,

$$V_i = \frac{-y_{rf}}{G_s + y_{ia} + y_{if}}\,. \tag{1}$$

Deci prin superpoziție :

$$I_t = V_t\,(y_{of} + y_{oa} + G_L) + y_{fa}\,V_i\,. \tag{2}$$

Înlocuind V_i din ecuația (1) în ecuația (2) se obține relația (18.45).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.10

Circuitul echivalent sub formă de cuadripol pentru R_e din fig. 18.21 este :

$$Z_{if} = R_e\,; \qquad Z_{of} = R_e$$

$$Z_{ff} = R_e\,; \qquad Z_{rf} = R_e.$$

Presupunem $Z_{ff} \ll Z_{fa}$ și înlocuim R_e în fig. 18.21, *b* prin fig. P.18.10.

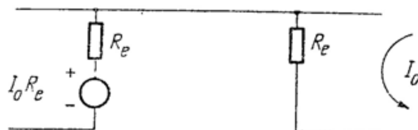


Fig. P. 18.10.

Pentru a determina încărcarea produsă circuitului *a* la intrare, se desface bucla de ieșire reducînd pe I_0 la zero, deci generatorul Z_{rf} devine zero. Așadar circuitul *a* este reprezentat de fig. 18.22, *a*. Circuitul *f* este reprezentat numai prin efectul transmisiei inverse, deci circuitul de mai sus se reduce la sursa de tensiune controlată, ceea ce este în concordanță cu fig. 18.22,*c*.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.12

$$\frac{V_1}{I_s} = \frac{1}{G_s + G_5 + g_\pi + 1/(R_f + R_e)}$$

$$\frac{I_o}{V_1} = -\frac{g_m r_\pi R_{L1}\,g_m}{R_{L1} + r_\pi + \dfrac{R_f R_e}{R_f + R_e}(\beta_0 + 1)}\,.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.14

$$V_i = I_i\,(h_{ia} + h_{if} + R_s) + V_o\,(h_{ra} + h_{rf}) \tag{1}$$

$$0 = I_i\,(h_{fa} + h_{ff}) + V_o\,(h_{oa} + h_{of} + G_L) \tag{2}$$

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-(h_{fa} + h_{ff})}{\underbrace{(h_{ia} + h_{if} + R_s)}_{H_{in}}\underbrace{(h_{oa} + h_{of} + G_L)}_{H_{ieș}} - (h_{ra} + h_{rf})(h_{fa} + h_{ff})}\,. \tag{3}$$

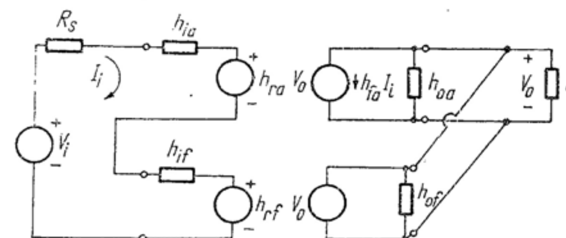


Fig. P. 18.14.

Se vor neglija :
(1) Transmisia directă prin calea reacției ($h_{fa} \gg h_{ff}$).
(2) Transmisia inversă prin amplificator ($h_{rf} \gg h_{ra}$).

Se împarte prin H_{in} și $H_{ieș}$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-\dfrac{h_{fa}}{H_{in}H_{ieș}}}{1 - \dfrac{h_{fa}}{H_{ii}H_{ieș}}\,h_{rf}}\,. \tag{4}$$

Așadar, $$a = \frac{-h_{fa}}{(h_{ia} + h_{if} + R_s)\,(h_{oa} + h_{of} + G_L)} \tag{5}$$

$$f = h_{rf}:$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.15

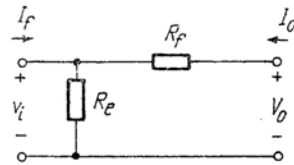


Fig. P. 18.15.

Din capitolul 12 :

$$h_{if} = \frac{V_i}{I_i} \quad \text{cu } V_o = 0$$

$$= R_e \,||\, R_f.$$

$$h_{of} = \frac{V_o}{I_o} \quad \text{cu } I_i = 0$$

$$= R_f + R_e$$

$$h_{rf} = \frac{V_i}{V_o} \quad \text{cu } I_i = 0$$

$$= R_e \,||\, (R_e + R_f).$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.16

Folosind eşantionarea în nod se va scurtcircuita ieşirea pentru a determina încărcarea de la intrare.

Deci R_e apare în paralel cu R_f la intrare, de la emitorul lui T_1 către masă. Folosind compararea pe buclă, se va desface bucla de intrare cu scopul de a determina încărcarea produsă la ieşire, deci se va găsi R_e în serie cu R_f şi totul în paralel cu ieşirea. Aceste rezultate sînt în concordanţă cu fig. 18.26, *a*.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.17

În fig. 18.24 :

$$A = \frac{V_o}{V_s} = 100 = \frac{a}{1 + af}$$

$$1 + af = 10.$$

Deci,
$$a = 1000 = \frac{V_o'}{V_s}.$$

$$f = \frac{9}{1\,000}.$$

Amplificarea de tensiune a circuitului a este

$$\frac{V_o'}{V_s} = \frac{r_{\pi 1}\, g_{m1}}{r_{\pi 1} + R_s + (R_e \,||\, R_f)(\beta_0 + 1)} \times [R_{L1} \,||\, r_{\pi 2}]\, g_{m2}\, [R_{L2} \,||\, R_L \,||\, (R_f + R_e)] \qquad (1)$$

$$f = \frac{R_e}{R_e + R_f}.$$

Se constată că dacă valorile rezistenţelor R_e şi R_f sînt mici, amplificarea va fi mai mare Dar în aceste condiţii, efectele de încărcare de la ieşire produse de $R_e + R_f$ vor fi mai severe, ceea ce va reduce amplificarea. Valori mari ale lui R_e şi R_f vor produce un efect opus, adică o pierdere a amplificării primului etaj şi o amplificare mai mare pentru al doilea.

Pentru a determina valorile optime ale lui R_e şi R_f, se poate reprezenta grafic a ca o funcţie de valoarea impedanţei, sau să se înlocuiască expresia lui a pentru a obţine o expresie pătratică în R_e, apoi să se deriveze în raport cu R_e şi să se egaleze cu zero pentru a determina maximul expresiei. O soluţie posibilă de proiectare este să se folosească etaje identice cu $I_C = 10$ mA, $\beta_0 = 100$, $g_m = 400$ mS, $r_\pi = 250\ \Omega$. De asemenea, $R_s = 100\ \Omega$ şi $R_L = 250\ \Omega$.

Fără a avea un divizor de tensiune, amplificarea ar fi $\beta_0^2 = \frac{R_L}{r_\pi}$ sau 10^4. Deci divizorul poate avea o atenuare de 1/3.

Pentru $r_\pi = 250\ \Omega$, rezultă

$$R_s + (R_e \,||\, R_f)(\beta_0 + 1) = 500\ \ \Omega.$$

$$R_e \,||\, R_f = \frac{400}{100} = 4\ \Omega.$$

De asemenea : $f = \dfrac{R_e}{R_e + R_f} = 9 \times 10^{-3}.$

Deci $R_f = 4/9 \times 10^3 = 450\ \Omega$

$$R_e = \frac{9 \times 10^3 \times 450}{1 - 9 \times 10^{-3}} \approx 4\ \Omega.$$

De aici, presupunînd că $R_{L1} = R_{L2} = 1$ kΩ

$$\frac{V_o'}{V_S} = \frac{1}{3} \times 400 \times \frac{0{,}25}{1{,}25} \times \frac{400}{1 + 4 + 2{,}2} = 1\,400.$$

Obţinem o amplificare puţin mai mare decît cea necesară.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.20

Reacţia de polarizare este de la emitorul lui T_2 la baza lui T_1. Ea poate fi identificată prin capacitatea de valoare mare (100 μF) care distruge orice reacţie, în afara celei de joasă frecvenţă. Aceasta este o eşantionare pe buclă, dacă se consideră stabilizarea lui V_{BE1} la variaţiile de temperatură (v. problema 18.21). Deoarece nu există o specificaţie asupra „ieşirii" circuitului de polarizare, vom putea obţine o identificare optimă a eşantionării ieşirii, observînd că reţeaua de reacţie eşantionează curentul I_{E2}, deci este o eşantionare pe buclă.

Reacţia este deci de tip eşantionare pe buclă şi comparare pe buclă.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.21

Considerînd $V_{B1}(T)$ drept sursă de intrare, avem comparare pe buclă, deoarece intrarea amplificatorului, sursa şi reţeaua de reacţie sînt conectate în buclă. Curentul de intrare al amplificatorului este controlat de diferenţa între V_{B1} şi V_{CE3}. La ieşire avem de-a face cu o eşantionare în nod. Deci circuitul a are în paralel cu intrarea pe R_1 în paralel cu R_2, iar la ieşire R_1 în serie cu R_2. Deci :

$$a = \frac{V_{CE3}}{V_{B1}(T)} = \frac{1}{R_1 \| R_2} [\beta_{F1} \beta_{F2} \beta_{F3}] [R_{L3} \| (R_1 + R_2)]$$

$$f = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Formînd $A = \dfrac{a}{1 + af}$ din relaţiile de mai sus, se găseşte o concordanţă cu rezultatele din cap. 16 asupra variaţiilor lui $V_{B1}(T)$, dacă vom presupune $R_{L3} << R_1$.

1) *Analiză*

Orice circuit cu reacţie pe care îl găsiţi în literatură poate fi folosit drept bază pentru o problemă de analiză de tipul problemei P.18.19.

Dacă aveţi sau presupuneţi valori numerice, pot fi concepute probleme de tipul P.18.18.

2) *Problemă de proiectare* P. 18.26

Să se proiecteze un amplificator cu reacţie (numai partea de frecvenţă medie) pentru a obţine o valoare a amplificării de curent egală cu 100. Se impune o desensibilizare egală cu 50. Se va lua rezistenţa sursei de 1 kΩ, iar amplificatorul trebuie să lucreze pe o rezistenţă a cărei valoare nominală este de 500 Ω, dar care poate prezenta variaţii.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.26

Se foloseşte o comparare în nod şi o eşantionare pe buclă ca în fig. 18.10, *d* sau 18.23 pentru a obţine o amplificare de curent stabilizată :

$$A = I_o/I_S = -100$$

$$1 + af = 50.$$

Aşadar,

$$a = A\,(1 + af) = -5 \times 10^3$$

$$f \approx \frac{1}{A} = -0{,}01.$$

Circuitul a tipic este prezentat în fig. 18.23, *c*.
Deoarece

$$a = I'_o/I_S,$$

trebuie ca β_3^0 să fie mai mare decît 5×10^3 pentru a face faţă divizoarelor de curent din circuit. Deci alegem un tranzistor cu $\beta_0 = 150$. Acum vom putea permite un factor egal cu doi, drept pierdere de amplificare de curent în nodul de la intrare şi un alt factor egal cu doi la intrarea lui T_2. Deoarece :

$$f = -\frac{R_e}{R_e + R_f} = -0{,}01 \text{ se încearcă } R_e = 10\Omega \text{ şi } R_f = 1\ \text{k}\Omega.$$

Atunci :

$$g_{\pi1} = G_S + \frac{1}{R_f + R_e} = 2\ \text{mS}$$

$$g_{m1} = \beta_0\, g_{\pi1} = 300\ \text{mS}.$$

Aşadar :

$$I_{C1} = 7{,}5\ \text{mA}.$$

Dacă încercăm $I_{C2} = 7{,}5$ mA, atunci pentru a avea un factor de divizare de cel mult doi la intrarea lui T_2 este necesar ca :

$$R_{L1} = r_{\pi2} + (\beta_0 + 1)\,(R_f \| R_e) \approx$$

$$\approx 500 + 150 \times 10 = 2000\ \Omega.$$

Luînd o rezervă datorită diverselor aproximări, alegem :

$$R_{L1} = R_{L2} = 2500\ \Omega$$

$$a = \frac{I_o'}{I_s} = \frac{-g_{m1}}{G_s + g_\pi + 1/(R_f + R_e)} \frac{R_{L1}}{R_{L1} + r_{\pi 2} + (\beta_0 + 1) R_f \| R_e} \beta_{02} \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_L} =$$

$$= -0,5 \times \frac{2,5}{4,5} \times 150 \times \frac{2,5}{2,5 \times 0,5} = 5,15 \times 10^3,$$

ceea ce îndeplinește specificațiile impuse.

Următoarele probleme din cap. 19 pot fi rezolvate fără ajutorul unui calculator : 1, 3, 4, 6, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 20, 21. Răspunsuri parțiale pentru alte probleme sînt conținute în tabelele din capitol.

O demonstrație mai convingătoare a regulii 5, pag. 188 se bazează pe faptul că în dreptul punctului $\underline{|af} = 180°$ polii mult îndepărtați sînt atît de mult deplasați față de locul polilor inferiori încît nu pot modifica în mod semnificativ af în această regiune.

PROBLEME LA CAP. 19

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.1

Lucrînd numai cu cei trei poli inferiori

$$s_a = -0,0251\ \text{ns}^{-1}$$

$$s_b = -0,0943\ \text{ns}^{-1}$$

$S_c = -0,409\ \text{ns}^{-1}$ obținem pentru polii p de pe axa j :

$$A(s) = \frac{K}{(s-\delta)(s^2+\beta^2)} = \frac{K}{s^3 - \delta s^2 + \beta^2 s - \delta\beta^2}.$$

Identificînd coeficienții cu relația (19.20),

$$9,67 \times 10^{-4} (1 - 354 f_o) = 0,528 \times 0,0516.$$

Desensibilizarea $= 1 - 354 f_o = 28,2$

$$a_o f_o = 27,2$$

$$G_o = -f_o = -\frac{27,2}{-354} = 0,077\ \text{mS}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.3

Limita de stabilitate este axa j, așa încît se calculează limita inferioară a lui C_f, calculînd polii de pe axa j :

$$A(s) = \frac{K}{(s-\delta)(s^2+\beta^2)} = \frac{K}{s^3 - \delta s^2 + \beta^2 s - \delta\beta^2}.$$

Problema poate fi acum rezolvată, identificînd coeficienții cu relația (19.3), ca în problema P. 19.1, presupunînd cazul cel mai defavorabil al lui $a_o f_o$ foarte mare. O metodă mai directă este de a observa că locul rădăcinilor din fig. 19.14 ilustrează că polul real, care se deplasează spre stînga, forțează polii complecși să se deplaseze spre dreapta, pentru a păstra invarianța distanței față de axa j. Deci, plasînd zeroul la valoarea : $-(s_a + s_b + s_c)$, va face ca s_c să se deplaseze astfel încît s_a și s_b să nu intre în semiplanul drept.

Deci poziția zeroului este :

$$s_z = -(0,0251 + 0,6943 + 0,409) = -0,528\ (\text{ns})^{-1}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.7

$$a(s) = \frac{10^5}{(s+2)(s+2)(s+2)} = \frac{10^5}{s^3 + 6s^2 + 12s + 8}$$

$$a_o = \frac{10^5}{8}.$$

Deci,

$$A(s) = \frac{10^5}{s^3 + 6s^2 + 12s + 8(1 + a_o f)}.$$

Din tabelul 19.3 :

$$b_0 = b_1 b_2 = 6 \times 12 = 8(1 + a_o f_o)$$

$$a_o f_o = 8$$

$$f_o = 6,4 \times 10^{-4}.$$

Păstrînd $a_o = 10^5/8$ ca mai sus,

$$a(s) = \frac{10^3}{(s+2)(s+2)(s+1/50)} = \frac{10^3}{s^3 + 4,02 s^2 + 4,08 s + 0,08}.$$

Deci :

$$A(s) = \frac{10^3}{s^3 + 4{,}02\, s^2 + 4{,}08\, s + 0{,}08\,(1 + a_o f_o)}\,.$$

Acum :

$$b_0 = 4{,}08 \times 4{,}02 = 0{,}08\,(1 + a_o f_o)$$

$$1 + a_o f_o = \frac{16{,}4}{0{,}08} = 205$$

$$a_o f_o = 204$$

$$f_o \approx 1{,}6 \times 10^{-2}.$$

Interpretînd în funcţie de locul rădăcinilor, înseamnă că deplasînd un pol al lui $a(s)$ mult înspre origine, atunci cînd se aplică reacţia, cei doi poli mai mici ai lui $A(s)$ trebuie să se deplaseze pe o distanţă considerabilă pe axa reală, pînă să formeze o pereche complexă.

Deci $a_o f_o$ poate fi mult mai mare pentru aceeaşi localizare a polilor lui $A(s)$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.10

Polii lui $a(s)$ în fig. 19.10 pot fi substanţial modificaţi prin adăugarea unui condensator de 50 pF de la baza la colectorul lui T_1, T_2 sau T_3. Cei trei poli inferiori sînt în fiecare caz s_1 în unităţi (ns^{-1}) :

	s_1	s_2	s_3
fără C_1	− 0,025	− 0,094	− 0,409
50 pF la T_1	− 0,014	− 0,054	− 0,399
50 pF la T_2	− 0,0029	− 0,192	− 0,402
50 pF la T_3	− 0,0039	− 0,058	− 0,419

(Se observă că atunci cînd se adaugă C_1 la T_1, se obţin 7 poli în loc de 6, deoarece în această poziţie C_1 nu produce o buclă capacitivă.)

Cea mai mare îndepărtare între s_1 şi s_2 se obţine atunci cînd C_1 se adaugă la T_2, deci ne aşteptăm să obţinem o desensibilizare mai mare decît în cazul plasării lui C_1 la T_1 sau la T_3.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.11

Datorită plajei de variaţie a semnalului de ieşire, ar fi necesar un curent mare pentru a conduce orice condensator de compensare legat la nodul de ieşire. Din această cauză, semnalul de ieşire sinusoidal maxim ar fi mult mai mic la frecvenţe înalte decît la frecvenţe medii.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.12

Pentru $R_f = 5000\ \Omega$, şi variind pe C_1 din fig. 19.10 se obţin valorile celor trei poli inferiori în (ns)$^{-1}$ şi pF.

C_1	s_1	s_2	s_3
0	+ 0,058	$\pm j\,0{,}32$	− 0,65
20	+ 0,002	$\pm j\,0{,}23$	− 0,59
50	− 0,029	$\pm j\,0{,}17$	− 0,54
200	− 0,070	$\pm j\,0{,}076$	− 0,470
500	− 0,035	− 0,138	− 0,438

Interpolînd $C_1 = 50$ pF şi $C_1 = 200$ pF, se găseşte că pentru $C_1 = 150$ pF se va obţine o pereche complexă cu $Q = 1$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.13

Din cap. 15, presupunînd poli reali,

$$\frac{1}{\omega_h^2} = \frac{1}{s_1^2} + \frac{1}{s_2^2} + \ldots$$

Deci fără C_1 se găseşte de la pag. 190 frecvenţa limită pentru circuitul a :

$$\frac{1}{\omega_h^2} \approx \frac{1}{0{,}0251^2} + \frac{1}{0{,}0943^2}$$

$$\omega_h \approx 0{,}024\ \text{Grad/s}.$$

Incluzînd pe C_1 de la pag. 208

$$\frac{1}{\omega_h^2} \approx \frac{1}{0{,}003^2} + \frac{1}{0{,}192^2}$$

$$\omega_h \approx 0{,}003\ \text{Grad/s}.$$

Deci banda circuitului se reduce substanţial prin introducerea condensatorului de compensare.

Ca rezultat, densensibilizarea amplificatorului va lucra efectiv, pe o plajă de frecvenţă mult mai restrînsă, după compensare.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.20

Zerourile circuitului de reacție sînt la :

$$s_a = -\frac{1}{R_2 C_2} = -0{,}212\ (\text{ms})^{-1}$$

$$s_b = -\frac{1}{R_1 C_1} = -12{,}35\ (\text{ms})^{-1}.$$

Rezolvînd numitorul lui $f(s)$, se găsesc polii lui $f(s)$:

$$s_c = -2{,}78\ (\text{ms})^{-1}$$

$$s_d = -2\,578\ (\text{ms})^{-1}.$$

Deci locul rădăcinilor este :

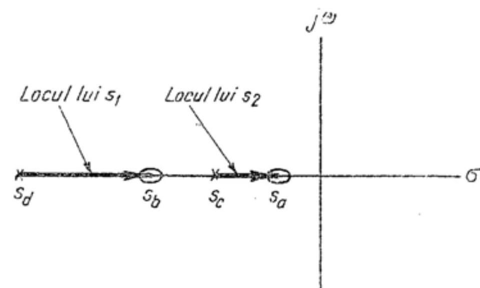


Fig. P. 19.20

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.21

Amplificatorul complet cu reacție :

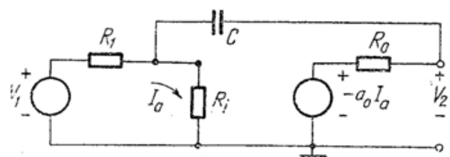


Fig. P. 19.21.1

Aceasta este o reacție de tip nod-nod, deci circuitul a este :

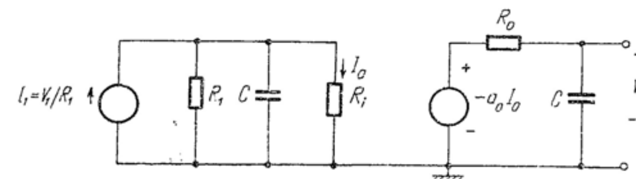


Fig. P. 19.21.2

$$f(s) = -sC$$

$$a(s) = \frac{V_2'}{I_1} = \frac{G_1}{G_1 + G_i + sC}(-a_o)\frac{1}{R_oC + 1}$$

Conform acestui calcul, $a(s)$ are doi poli, iar $f(s)$ are un zero de valoare zero, și nici un pol finit. Deci vom prevedea că $A(s)$ are doi poli.

Totuși, inspectarea circuitului A original arată existența a numai unui singur element de stocare a energiei, deci $A(s)$ are numai un pol.

Problema în legătură cu calculele asupra circuitului a este că transmisia directă prin C tinde la infinit :

$$y_{ff} = -sC.$$

Deci y_{ff} va fi totdeauna mic în comparație cu y_{fa}, așa cum cere relația (18.25).

Același efect este prezent și în fig. 19.13, dar deoarece acolo C_f era mic în comparație cu celelalte condensatoare din circuitul a, neglijăm efectul de încărcare produs de C_f. În problema de față, C este singurul condensator, deci nu poate fi ignorat.

PROBLEME LA CAP. 20

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.3

Din fig. 20.6 la $\underline{|a} = -180° = \underline{|af_o}$, $|a| = 2$.

Deci pentru a obține o rezervă de amplificare egală cu 4, este necesar ca la această frecvență critică

$$|af| = 2f_o = \frac{1}{4}$$

$$f_o = \frac{1}{8} = 0{,}125\ \Omega.$$

Deci desensibilizarea la frecvențe medii este :

$$a_o f_o = \frac{100}{8} = 12{,}5.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.4

Rezerva de amplificare ≈ 1.

Rezerva de fază $\approx 0°$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.10

Aplicînd o sursă de curent între baza şi colectorul lui T_1 din fig. 20.5, *b*, se poate calcula tensiunea rezultantă V_t. Se mută mai întîi rezistenţa de emitor R_e deasupra nodului emitorului înmulţind prin $(\beta_0 + 1) \approx 50$.

Acum se găseşte că rezistenţa între bază şi masă este, neglijînd pe R_{L1}, R_{L2} şi R_{L3}:

$$R_o = R_S \,||\, (r_x + r_\pi + \beta_0 R_e) = 1000 \,||\, 300.$$

Curentul prin r_π este:

$$I_{r\pi} = I_t \times \frac{1000}{1000 + 300} = \frac{I_t}{1,3}.$$

Rezistenţa de sarcină a lui T_1 este $r_{x2} + r_{\pi 2} = 275\ \Omega$.

Deci $$\frac{V_t}{I_t} = R_{10} = 1000 \,||\, 300 + 275 + \frac{1}{1,3} \times 50 \times 275 = 230 + 275 + 10\,600 = 11105\ \Omega.$$

Un calcul similar pentru R_{20}, de la baza la colectorul lui T_2 duce la:

$$R_{20} = 275 + 275 + 50 \times 275 = 14\,350\ \ \Omega.$$

Pentru T_3, avem din nou pe R_e în circuit, dar de data aceasta apare în serie cu R_L.

Deci $R_{30} = 275 + 50,5 + 50 \times 50,5 = 2800,5\ \ \Omega$.

Deoarece R_{20} este rezistenţa cea mai mare, se adaugă C_1 acestui etaj. Aceasta trebuie să producă polul dominant pentru o anumită capacitate dată.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.12

Răspunsuri:

Pentru $af\,(j\omega)$, $\omega_h \approx 1$ Mrad/s.

Pentru $A(j\omega)$, $\omega_h \approx 58$ Mrad/s.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.14

La $\underline{|af} = 180°$, $|a| = 125$ kΩ.

Pentru a realiza o rezervă de amplificare egală cu 5, valoarea lui $|af|$ în acest punct trebuie să fie $\frac{1}{5}$.

Deci:

$$|125\, f_o| = \frac{1}{5}$$

$$f_o = -\,0,0016\ \text{mS}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.15

Pentru a stabiliza, creşteţi valorile a două dintre capacităţile de cuplaj. Va trebui să le mărim printr-un ordin de mărime, astfel că în acest caz capacitatea nemodificată va introduce o deplasare a fazei de 90° şi o amplificare care scade liniar cu ω. La frecvenţa critică este necesar ca $|af| = 1$, $\underline{|af} = -120°$.

Deci cele două capacităţi mari vor da $120° - 90° = 30°$, deci 15° pe capacitate.

La o deplasare a fazei de 15° nu va apărea o scădere apreciabilă a amplificării. Deci factorul egal cu 100 de descreştere a lui $|af|$, pentru a obţine $|af| = 1$ trebuie să se obţină de la o singură capacitate.

Aşadar, frecvenţa critică va fi la $\omega = 0,01$.

La această frecvenţă,

$$\frac{1}{\omega C} = R\,\text{tg}\,15° = 0,27\,R.$$

Exemplul a fost dat pentru $R = 1$ kΩ, deci,

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{0,01 \times 0,27} = 380\ \mu\text{F}.$$

$$C_3 = 1\ \mu\text{F}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.17

Dacă se schimbă condensatoarele C_1 şi C_2 prin aceeaşi cantitate, în scopul stabilizării amplificatorului, atunci relaţia (20.9) devine:

$$a\,(s) = \frac{a_o\, s^3}{(s+1)\,(s - s_a)\,(s - s_a)}.$$

Deci $A(s)$ devine:

$$A(s) = \frac{a_o s^3}{s^3(1 + a_o f_o) + s^2(-2s_a + 1) + s_a(s_a^2 - 2s_a) + s_a^2}. \qquad (1)$$

Pentru $Q = 1$, polii complecși sînt așezați pe raze înclinate cu 60°. Adică:

$$A(s) = \frac{K s^3}{(s - \delta)(s - \alpha + j\sqrt{3}\alpha)(s - \alpha - j\sqrt{3}\alpha)} = \frac{K s^3}{s^3 - s^2(2\alpha + \delta) + s(2\delta\alpha + 4\alpha^2) - 4\alpha^2\delta}. \qquad (2)$$

Valoarea lui s_a poate fi acum determinată prin identificarea coeficienților relațiilor (1) și (2), dar calculul poate fi laborios, așa cum s-a specificat în cap. 19 (v. pag. 210).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.19

Din grafic $\underline{|a} = 180°$ la $\omega = 2$ și la această frecvență $|a| = 36$.

(a) Pentru stabilitate $|af|$ trebuie să fie mai mic decît unu la 2 MHz, astfel încît, la această frecvență:

$$|af| = 1 = 36 f$$

$$|f| = \frac{1}{36} = 0{,}028.$$

(b) Încercați o rezervă de fază egală cu 4 scăzînd $|af|$ de 4 ori. Deci:

$$|f| = \frac{0{,}028}{4} = 0{,}007.$$

Încercați o rezervă de fază de 45°. Unghiul de fază al lui af este $-135°$ (45° rezervă de fază) la frecvența de 0,7 MHz.

Trebuie să avem $|af| = 1$ la această frecvență. Dar $|a| = 220$ la frecvența de 0,7 MHz. Deci:

$$220\,|f| = 1$$

$$|f| = \frac{1}{220} = 0{,}0045.$$

Aceste două calcule nu trebuie să se verifice pentru că pleacă de la două criterii distincte. Rezerva de fază dă în acest caz o proiectare ceva mai restrictivă, adică avînd o reacție mai mică.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.20

Desensibilizarea cerută $= 1 + af = 100$

$$a_o = 1000$$

$$f = \frac{99}{1000} = 0{,}099 \approx 0{,}1.$$

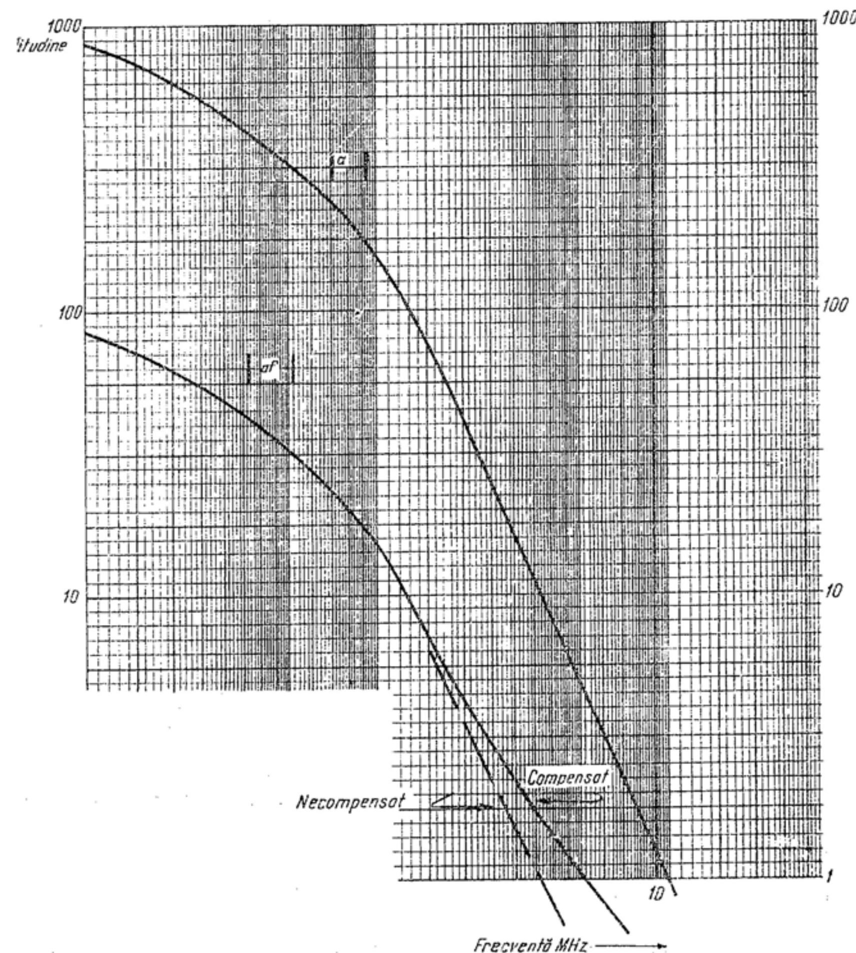


Fig. P. 20.20.1

Din rezultatele problemei 20.19 din reprezentarea grafică a lui $af(j\omega)$, acesta nu este stabil. Compensaţi prin adăugarea unui zero reţelei de reacţie. Dacă se alege $f_z = 3$ MHz ($s_z = -2\pi \times 3$) atunci, aşa cum se vede de pe grafic, se obţine o rezervă de amplificare de 2,5

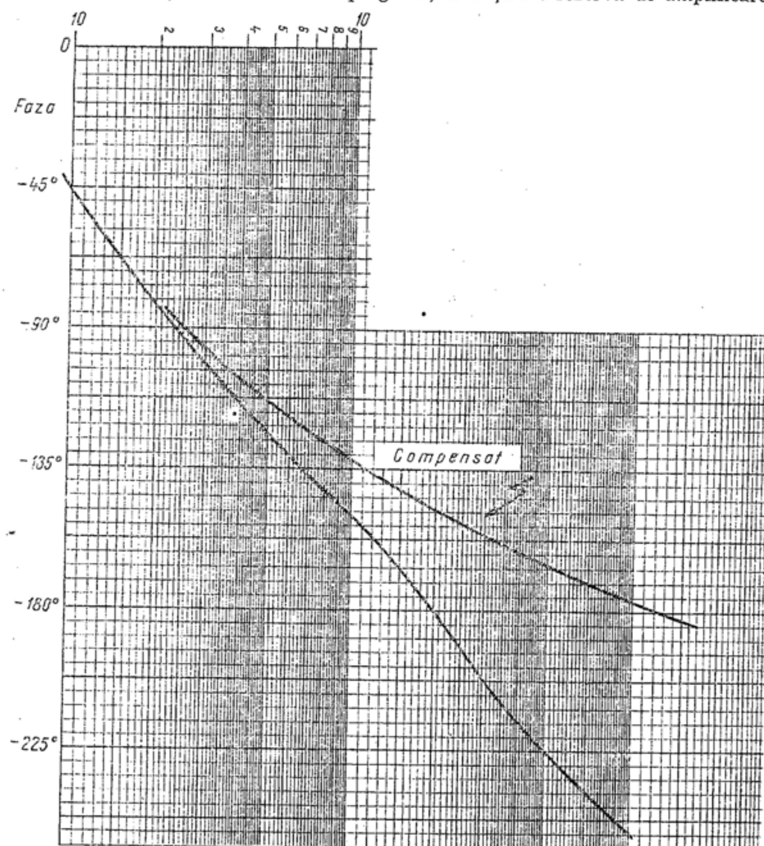


Fig. P. 20.20.2

şi o rezervă de fază de 18°. Dacă se alege $f_z = 2$ MHz se obţine o rezervă de amplificare de 2 şi o rezervă de fază de 20°. Ambele vor produce un vîrf considerabil în răspunsul în frecvenţă, dar sînt stabile.

PROBLEME LA CAP. 21

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 21.2

a) I_{ES} este curentul de saturaţie al joncţiunii emitorului măsurat cu colectorul scurtcircuitat la bază.

b) I_{CO} este curentul de saturaţie al joncţiunii colectorului cu terminalul emitorului în circuit deschis.

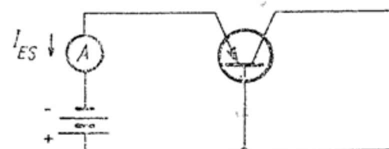


Fig. P. 21.2.1.

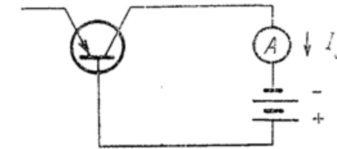


Fig. P. 21.2.2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 21.6

Un model pentru tranzistorul *npn* în care generatorul dependent este controlat de către I_E este prezentat mai jos.

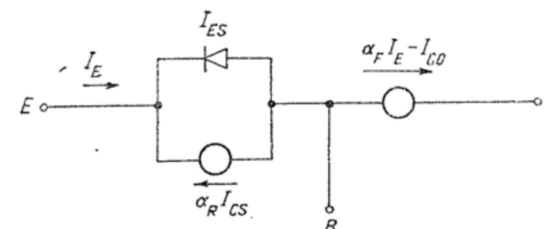


Fig. P. 21.6.1.

Un model pentru un tranzistor *npn* în care generatorul dependent este controlat de către I_B este prezentat mai jos.

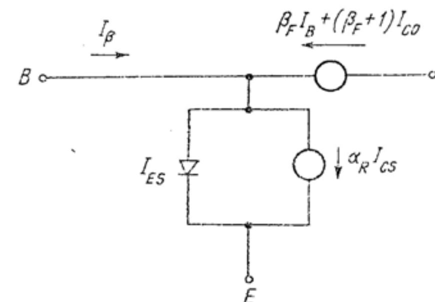


Fig. P. 21.6.2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 21.7

a) Cu $V_{CB} = 0$, relaţiile (21.4) duc la :

$$I_C = -\alpha I_S (e^{qV_{EB}/kT} - 1) \tag{1}$$

$$I_B = -(1-\alpha) I_S (e^{qV_{EB}/kT} - 1) \tag{2}$$

$$I_E = I_S (e^{qV_{EB}/kT} - 1). \tag{3}$$

Dacă I_E este fixat la valoarea I, avem :

$$V_{EB} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I}{I_S} + 1 \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I}{I_S} \right) \tag{4}$$

$$I_C = -\alpha I$$

$$I_B = -(1-\alpha) I.$$

b) Cu $I_E = I_C$ avem :

$$I_B = -2I$$

şi din relaţia 21.4 c.

$$2I = (1-\alpha) I_S (e^{qV_{EB}/kT} - 1) + (1-\alpha) I_S (e^{qV_{EB}/kT} - 1). \tag{5}$$

Simetria relaţiei cere ca $V_{EB} = V_{CB}$. Aşadar,

$$I = (1-\alpha) I_S (e^{cV_{EB}/kT} - 1).$$

sau

$$V_{EB} = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{I}{(1-\alpha) I_S} + 1 \right] \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{(1-\alpha) I_S} \tag{6}$$

$$I_B = -2I.$$

c) Pentru cazul în care $V_{CB} = 0$, sarcina în exces este de configuraţie triunghiulară şi este proporţională cu $1/2\, p_b'$ (0) sau cu $\frac{1}{2} (e^{qV_{EB}/kT} - 1)$ sau cu $\frac{1}{2} I$.

Pentru cazul în care $I_E = I_C$, sarcina în exces este dreptunghiulară şi proporţională cu $p_b'(0)$ sau cu $(e^{qV_{EB}/kT} - 1)$ sau $I/(1-\alpha)$. Se observă că în acest caz V_{EB} este mult mai mare. Aşadar,

$$\frac{q_B (I_E = I_C)}{q_B (V_{CB} = 0)} = \frac{2}{1-\alpha}.$$

Raportul are o valoare tipică mare, întrucît $(1-\alpha) \ll 1$.
Raportul tensiunilor :

$$\frac{V_{EB} (I_E = I_C)}{V_{EB} (V_{CB} = 0)} = \frac{\ln \left[\dfrac{I}{(1-\alpha) I_S} \right]}{\ln \left[\dfrac{I}{I_S} \right]}.$$

d) Cînd $V_{CB} = 0$, $|I_B|$ este mic comparat cu I, cea mai mare parte din I apare la colector, iar sarcina din regiunea bazei este mică. Cînd tranzistorul este în saturaţie puternică, cu $V_{EB} = V_{CB}$, $|I_B|$ este egal cu $2I$ şi tot curentul I dă curentul de recombinare în bază. În consecinţă, sarcina din regiunea bazei trebuie să fie mult mai mare pentru a suporta un curent de bază mult mai mare.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 21.8

Ambele diode ale unui tranzistor *npn* sînt polarizate în sens direct dacă sînt satisfăcute simultan inegalităţile :

$$\alpha_F I_E < -I_C$$

$$\alpha_R I_C < -I_E$$

sau

$$\alpha_F I_E < I_E + I_B$$

$$\alpha_R I_C < I_C + I_B$$

sau

$$I_B > -(1-\alpha_F) I_E \tag{1}$$

$$I_B > -(1-\alpha_R) I_C. \tag{2}$$

În saturaţie directă, I_E este negativ şi I_C este pozitiv. Aşadar, (1) este satisfăcută dacă I_B este pozitiv şi mai mare decît $-(1-\alpha_F) I_E$. Echivalent :

$$I_B > \frac{I_E}{\beta_F + 1}$$

sau

$$I_B > \frac{I_C}{\beta_F}.$$

Similar, în saturaţie inversă, cînd I_C este negativ şi I_E este pozitiv trebuie să avem:

$$I_B > -(1-\alpha_R)\,I_C = -\frac{I_C}{\beta_R+1}$$

sau

$$I_B > \frac{I_E}{\beta_R}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 21.11

Ecuaţia Ebbers-Moll (21.5 b),

$$I_C = \alpha_F\,I_{ES}\,(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) + I_{CS} \qquad \left(\text{pentru } V_{CB} \gg \frac{kT}{q}\right).$$

a) Deoarece I_C este constant pentru orice $V_{BE} < 0$ trebuie ca:

$$\alpha_F\,I_{ES} \ll I_{CS} \text{ sau } I_{ES} \ll I_{CS}.$$

b) I_{CS} este valoarea lui I_C pentru V_{BE} negativ:

$$I_{CS} \approx 4 \times 10^{-9}\ \text{A} = 4\ \text{nA}.$$

c) O creştere a lui V_{BE} de la 0,2 V la 0,4 V produce o creştere a lui I_C de la 2×10^{-7} A la 5×10^{-5} A. Deci:

$$\frac{5\times10^{-5}}{2\times10^{-7}} = e^{\frac{q}{kT}(0,2)}$$

sau:

$$250 = e^{\frac{q}{kT}(0,2)} \qquad \frac{q}{kT}(0,2) = 5,5$$

$$\frac{kT}{q} = \frac{0,2}{5,5} \approx 36\ \text{mV} \qquad \frac{kT}{q} \approx 36\ \text{mV}.$$

d) Se consideră $V_{BE} = 0,2$ V.

$$I_C \approx 2\times10^{-7}\ \text{A}.$$

Deci:

$$\alpha_F\,I_{ES} = \frac{2\times10^{-7}}{250} = 0,8\ \text{nA}.$$

$$I_{ES} \approx 0,8\ \text{nA}.$$

PROBLEME LA CAP. 22

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.5

Termenul care reprezintă curentul de bază este i_B. Recombinarea este reprezentată de doi termeni. Curentul cerut pentru a suplini recombinarea sarcinii din regiunea activă q_{FO} este:

$$\frac{q_{FO}}{\tau_{BF}} = \frac{I_{S\,(sat)}}{\beta_F}.$$

Curentul cerut pentru a suplini sarcina regiunii de saturaţie q_S este q_S/τ_S.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.6

Termenul ce reprezintă recombinarea şi care a fost neglijat în § 22.3.5 este:

$$q\,(recomb) = \frac{1}{\tau_{BF}}\int_{\tau_4}^{\tau_5} q_F\,dt.$$

Dacă se presupune o descreştere liniară a lui q_F cu timpul,

$$q = \frac{1}{0,4\times75} \times \frac{4}{2} \times 99 = 6,6\ \text{pC}.$$

Variaţia sarcinii condensatorului este 25,9 pC, deci termenul de recombinare reprezintă 25% în aceste calcule. Deoarece recombinarea va ajuta în descărcarea sarcinii condensatoarelor, ea va accelera tranziţia.

Într-o primă aproximaţie, ne aşteptăm la o reducere de 25% în timpul de comutare, dînd un timp de aproximativ 75 nS. Aceasta concordă cu valoarea calculată pe calculator a timpului t_f.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.9

Din fig. 22.14, dacă notăm valoarea din regim staționar finală a variației exponențiale (și care nu este niciodată ajunsă), prin q_S *(final)* atunci:

$$-q_S\,(final) = [q_S\,(inițial) - q_S\,(final)]\,e^{-t_{sd}/\tau_s}\,. \tag{1}$$

Valoarea finală a lui q_S din relația (22.25) ne dă valorile lui q_S cerute mai sus. Deci

$$q_S\;(inițial) = \tau_S\left[I_{B1} - \frac{I_C\,(sal)}{\beta_F}\right] \tag{2}$$

$$q_S\;(final) = \tau_S\left[I_{B2} - \frac{I_C\,(sal)}{\beta_F}\right]. \tag{3}$$

Rezolvînd ecuația (1) pentru valoarea lui t_{sd} se obține:

$$t_{sd} = \tau_S \ln\left[\frac{q_S\,(inițial) - q_S\,(final)}{-q_S\,(final)}\right].$$

Apoi înlocuim valorile relațiilor (2) și (3) și se obține relația (22.48 a).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.11

$$\frac{d(q_F + q_{VE})}{dt} = \frac{q_R}{\tau_R} - q_F\left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}}\right) + i_B + i_C$$

$$\frac{d\,(q_R + q_{VC})}{dt} = \frac{q_F}{\tau_F} - q_R\left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}}\right) - i_C.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.13

Starea inițială, $V_I = -6{,}6$ V, $i_B = 1$ mA

$$q_{BO} = -I_c\,(sat)\,\tau_F = 10 \times 1 = 10 \text{ nC}$$

$$i_{BO} = -\frac{10}{100} = -0{,}1 \text{ mA}$$

$$\tau_S = \frac{100\,(5 + 1) + 50\,(100)}{106} = 52{,}8 \text{ ns}$$

$$q_S = (1 - 0{,}1)\,52{,}8 = 47{,}5 \text{ pC}.$$

Valoarea finală a lui q_s este:

$$q_S = -(0{,}5 - 0{,}1)\,52{,}8 = -31{,}6 \text{ pC}.$$

Ecuația lui q_s este o exponențială (v. fig. 22.14):

$$31{,}6 = (31{,}6 + 47{,}5)e^{-t_{sd}/52{,}8}$$

$$t_{sd} = 52{,}8 \ln\frac{79{,}1}{31{,}6} = 48{,}5 \text{ ns}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.14

(*a*) Cu $v_i = 0{,}2$ V, $v_2 = v_3 = 0$, toate tranzistoarele sînt apropiate de o blocare netă, deci $v_0 = 10$ V. Pentru $v_0\,(final)$, avem:

$$I_C\,(sat) = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA};$$

$$\frac{I_C\,(sat)}{\beta_F} = \frac{10}{75} = 0{,}133 \text{ mA};\; I_B = \frac{10{,}6 - 0{,}6}{10} = 1 \text{ mA} > \frac{I_C(sat)}{\beta_F}.$$

deci tranzistorul este saturat și deci $v_0\,(final) = 0$ V.

(*b*) Într-o primă aproximație neglijăm efectul următoarelor două tranzistoare asupra primului și q_{VC} pentru primul tranzistor rezultă:

$$i_B \approx \frac{d}{dt}(q_F + q_{VC}),\; i_C \approx \frac{q_F}{\tau_F}$$

$$q_F\,(t_1) \approx 0;\; q_F\,(t_2) \approx 4 \text{ pC};\; q_{VC}\,(t_1) = -19{,}3 \text{ pC}$$

$q_{VC}(t_2) = 1{,}1$ pC și integrînd curentul bazei rezultă o primă valoare pentru t_r:

$$i_B(t_2 - t_1) = [4 - 0] + [1{,}1 + 19{,}3] = 24{,}4 \text{ pC}$$

$$i_B = 1 \text{ mA} \rightarrow t_r \approx \frac{24{,}4}{1} = 24{,}4 \text{ ns}.$$

În realitate, deoarece cele trei capacități de colector combinate trebuie să preia aproximativ 60 pC în timpul tranziției prin regiunea activă, va exista o componentă a curentului de colector de aproximativ $\frac{60\ \text{pC}}{24,4\ \text{ns}} \approx 2,5$ mA, deci la limita de saturație, $q_F \approx (12,5\ \text{mA}) \times$ $\times (0,4\ \text{ns}) = 5$ pC în loc de 4 pC.

Așadar $t_r = \frac{25,4\ \text{pC}}{1\ \text{mA}} \approx 25,4$ ns adică o modificare cu 4,2%. Dacă este necesară o precizie mai mare putem itera sau rezolva pe calculator.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.15

Topologia circuitului este prezentată mai jos

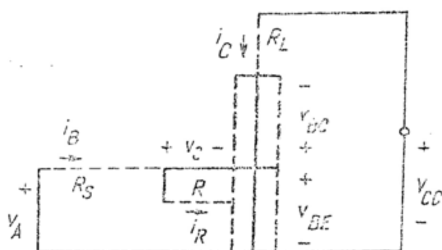


Fig. P. 22.15

Cele trei tensiuni variabile de stare formează un arbore, deci putem începe lucrul.
În plus avem nevoie de o ecuație de stare care să descrie capacitatea C (adăugată, de exemplu, la relațiile 22.62)

$$\frac{C dv_C}{dt} = i_B - i_R.$$

Acum trebuie să găsim relația între curenții de legătură și tensiunile ca variabile de stare:

$$i_B = (v_A - v_C - v_{BE})/R_S$$

$$I_R = v_C/R$$

$$I_C = (V_{CC} + v_{BC} - v_{BE})/R_L.$$

În sfîrșit, trebuie să găsim relația între orice alt curent din relațiile (22.62) și curenții de legătură. Deoarece i_C este deja un curent de legătură, singura relație necesară este:

$$i_E = -i_C - i_B$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.18

(a) Pentru a descărca $C_2 = 200$ pF în 10 ns, e necesar un curent

$$i_C = \frac{dq}{dt} = \frac{200 \times 10}{10} = 200\ \text{mA}.$$

În cursul acestei tranziții, tranzistorul rămîne în regiunea activă, deci q trebuie să ajungă repede la valoarea

$$q_F = i_C\,\tau_F = 200 \times 1 = 200\ \text{pC}.$$

Pentru a obține această sarcină, se aplică un salt de 10 V lui C_1 (care apare aproape integral la C_1, datorită caracteristicii de intrare a tranzistorului de forma unei caracteristici de diodă). Deci pentru a trimite această sarcină de 200 pC în C_1 e necesar ca:

$$C = \frac{q}{V} = \frac{200}{10} = 20\ \text{pF}.$$

(b) În timpul tranziției v_{BE} va crește de la 0 la 0,6 V, iar V_{BC} va crește de la -10 la 0,3 V. Din fig. 22.10, folosind $K = 10$.

$$\Delta q_{VE} = 5,4\ \text{pC}$$

$$\Delta q_{VC} = 41\ \text{pC}.$$

Efectul lui Δq_{VC} asupra nodului de colector va fi neglijabil în comparație cu cei 2000 pC variație pe C_2. Dar trebuie să luăm în considerare aceste variații în bază. Sarcina q_{VE} va fi cerută imediat. Dar variația Δq_{VC} va apare în timpul celor 10 ns în care scade tensiunea de colector.

O anumită sarcină se pierde prin recombinare

$$q\ (pierdut) = \frac{1}{\tau_{BF}} \int_0^{10} 200\,dt = \frac{200 \times 10}{1 \times 50} = 40\ \text{pC}.$$

Pentru a descărca pe C_2 e necesară o sarcină $q_F \approx 200$ pC.

Deci se dă această extrasarcină la început și să presupunem că q_F scade în timpul tranziției datorită recombinării, și lui Δq_{VC}. Concret,

$$q_F\ (inițial) = 200 + \frac{40}{2} + \frac{41}{2};$$

$$q_F\ (final) = 200 - \frac{40}{2} - \frac{41}{2}.$$

Deci sarcina iniţială cerută din C_1 este

$$q = 200 + \frac{40}{2} + \frac{41}{2} + 5{,}4 = 246 \text{ pC}.$$

Deci
$$C_1 = \frac{246}{10} = 24{,}6 \text{ pF}.$$

Problema suplimentară P. 22.20

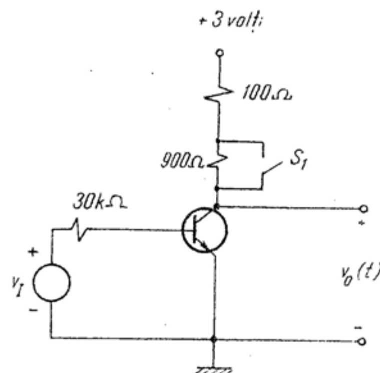


Fig. P. 22.20.1

$\tau_F = 1$ ns $\quad\beta_F = 100$

$\tau_R = 20$ ns $\quad\beta_R = 2$

$\tau_S = 42$ ns $\quad K_E = K_C = 0$

$$Q_{FO} = 1 \times 10^{-10} \text{ C}.$$

(*a*) Circuitul invertor din fig. 22.20.1 are iniţial S_1 deschis.
Pentru $v_I(t)$ de forma arătată în figura de mai jos, schiţaţi şi dimensionaţi $i_c(t)$ şi $v_0(t)$ pe grafic. Faceţi aproximaţiile necesare.
(*b*) Calculaţi q_F şi q_R la sfîrşitul tranziţiei şi schiţaţi concentraţia de purtători minoritari în exces n_b' în bază.

(*c*) La momentul t_4, după ce tranziţia de mai sus a luat sfîrşit, se închide S_1. Schiţaţi şi dimensionaţi $i_C(t)$ şi $v_0(t)$ pe grafic. Folosiţi aproximaţii rezonabile incluzînd variaţii instantanee. Explicaţi rezultatele. Schiţaţi n_b' la sfîrşitul tranziţiei.

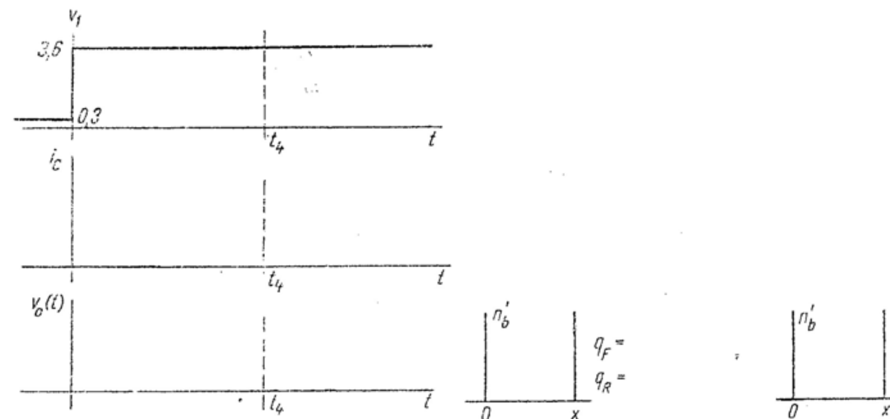


Fig. P. 22.20.2.

Problema suplimentară P. 22.21

Rezolvaţi problema P. 22.20 cu $\tau_R = 100$ ns.
(Observaţi că τ_S nu mai este egal cu 42 ns).

Problema suplimentară P. 22.22

Rezolvaţi problema P.22.20 cu $\tau_R = 200$ ns.
(Observaţi că τ_S nu mai este egal cu 42 ns).

PROBLEME LA CAP. 23

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.2

Cu v_i egal cu zero, iniţial, P_1 va fi blocat, B_1 va fi saturat, iar capacitatea C_1 va fi încărcată la $+V_C$. Dacă apoi V_I comută la $+V_C$, P_1 se va satura, iar B_1 se va bloca imediat, deoarece emitorul său va fi menţinut la V_C de către capacitate. Deci capacitatea se descarcă *numai* prin rezistenţa de **1** kΩ şi nu prin B_1. Constanta de timp este $\tau = R_L C_L = 1000$ ns. Deci la sfîrşitul impulsului de 1 µs, capacitatea va fi descărcată pînă la tensiunea $V_C/2{,}72$.
Dacă v_I comută din nou la zero, P_1 se va bloca şi B_1 va fi condus de curentul prin R_C. În timpul traversării regiunii active normale, rezistenţa efectivă de ieşire a lui E_1 va fi $R_C/(\beta_F + 1)$.

Deci constanta de timp a încărcării condensatorului de 1000 pF va fi:

$$\tau = C\left(1\ \text{k}\ \Omega \,\middle\|\, \frac{R_C}{\beta_F + 1}\right).$$

Presupunînd R_C de cîteva sute de ohmi, de exemplu 500 Ω și $\beta_F = 50$, această constantă de timp este numai 10 ns, deci condensatorul se încarcă la valoarea finală în 40 sau 50 ns.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.5

În fig. 23.9, *a* este necesară o dovadă astfel încît atunci cînd v_I este la valoarea V_C, iar B_1 ş B_3 sînt saturate, B_2 nu va conduce un curent substanțial.

Pentru simplitate, presupuneți că tranzistoarele sînt similare și notați nodurile din fig. 23.9, *b* ca în fig. 23.9, *a*. În fig. 23.9, *b*, cînd v_I are valoarea $+V_C$, B_1 va fi saturat și deci:

$$V_K = V_{CE1}\,(sat).$$

În același timp, B_3 va fi saturat și deci $v_O = v_{CE3}(sat)$.

Deci în acest circuit, tensiunea la bornele joncțiunii emitor-bază a lui B_2 este:

$$v_{BE2} = V_{CE1}\,(sat) - V_{CE2}(sat) \approx 0.$$

Deci B_2 nu va conduce curent în acest caz, deci nu este necesară o diodă.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.6

Inițial, $v_{BE} = 0{,}1$ V, $v_{BC} = 1{,}5$ V (v. fig. 23.11). La sfîrșitul intervalului de întîrziere $v_{BE} = 0{,}3$ V, $v_{BC} = 1{,}3$ V. Din fig. 22.10:

$$q_{VE}\,(t_0) = 7 \times 0{,}1 = 0{,}7 \text{ pC};$$

$$q_{VC}\,(t_0) = 4 \times (-0{,}85) = -3{,}4 \text{ pC};$$

$$q_{VE}(t_1) = 7 \times 0{,}3 = 2{,}1 \text{ pC};$$

$$q_{VC}(t_1) = 4 \times (-0{,}75) = -3 \text{ pC}$$

$$i_B \text{ la } t_0 \text{ este } \frac{3 - 0{,}1}{1} = 2{,}9 \text{ mA};$$

$$i_B \text{ la } t_1 \text{ este } \frac{3 - 0{,}3}{1} = 2{,}7 \text{ mA}.$$

Deci cu un curent de bază mediu $i_B = 2{,}8$ mA.

$$\int_{t_0}^{t_1} i_B\, dt = \Delta q = (2{,}1 - 0{,}7) + (-3 + 3{,}4) = 1{,}8 \text{ pC}.$$

$$\text{Timpul de întîrziere} = t_1 - t_0 = t_d = \frac{\Delta q}{i_B} = \frac{1{,}8}{2{,}8} = 0{,}65 \text{ ns}.$$

Aceasta este numai 20% din timpul de creștere de 3,8 ns calculat în text, deci neglijarea lui t_d este justificată.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.7

La sfîrșitul intervalului de creștere, $V_{BE} = 0{,}7$ V și $V_{BC} = 0{,}3$ V. Din problema P.23.6:

$$q_{VE}(t_1) = 2{,}1 \text{ pC};$$

$$q_{VC}(t_1) = -3 \text{ pC}.$$

Din fig. 22.10:

$$q_{VE}(t_2) = 7 \times 0{,}6 = 4{,}2 \text{ pC};$$

$$q_{VC}(t_2) = 4 \times 0{,}3 = 1{,}2 \text{ pC}.$$

De asemenea: $q_F(t_2) \approx I_C\tau_F = \dfrac{1{,}6 - 0{,}1}{0{,}24} = 3{,}1$ pC.

Neglijînd recombinarea:

$$\int_{t_1}^{t_2} i_B dt = \Delta q = (4{,}2 - 2{,}1) + (1{,}2 + 3) + 3{,}1 = 9{,}4 \text{ pC}.$$

Media lui i_B pe interval este:

$$\frac{2{,}7 + 2{,}3}{2} = 2{,}5 \text{ mA}.$$

Deci $t_2 - t_1 =$ timpul de creștere $= t_r = \dfrac{9{,}4}{2{,}5} = 3{,}76$ ns ceea ce confirmă valoarea din text.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.8

Pentru a ilustra cealaltă metodă a calculelor asupra regiunii de saturație, se determină mai întîi q_F și q_R în starea de saturație. Pentru T_2 saturat, și T_1 de asemenea saturat,

$$i_{B2} = -\frac{0,6 - 0,1}{0,4} = -1,25 \text{ mA}$$

$$i_{C2}(sat) = \frac{3 - 0,1}{0,6} = 4,8 \text{ mA}.$$

Determinăm mai întîi sarcina stocată în T_2, înaintea tranziției. În starea stabilă de saturație, ecuațiile metodei controlului prin sarcină sînt, pentru T_2,

$$i_{B2} = \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{q_R}{\tau_{BR}};$$

$$i_{C2} = \frac{q_F}{\tau_F} - q_R\left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}}\right).$$

Cînd T_1 era blocat, i_{B2} era fixat la:

$$i_{B2} = \frac{3 - 0,6}{1} = 2,4 \text{ mA}.$$

Deci

$$2,4 = \frac{q_F}{2,5} + \frac{q_R}{10};$$

$$4,8 = \frac{q_F}{0,5} - q_R\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{10}\right).$$

Rezolvînd, găsim:

$$q_F = 8,6 \text{ pC};$$

$$q_R = 20,5 \text{ pC}.$$

Inițial avem: $q_S = q_F + q_R - q_{FO} = 8,6 + 20,5 - 4,8 \times 0,5 = 26,7$ pC.
Acum putem calcula și q_S cu ajutorul lui τ_S

$$\tau_S = \frac{25(5+1) + 10(50)}{5 + 1 + 50} = 11,6 \text{ ns}.$$

Acum, din relația (22.26), în starea stabilă, înainte de aplicarea saltului negativ pe bază,

$$q_S = \tau_S[i_B - I_C(sat)/\beta_F] = 11,6\,(2,4 - 4,8/50) = 26,7 \text{ pC ca anterior.}$$

În final:

$$q_S = 11,6\,[-1,25 - 4,8/50] = -15,7 \text{ pC}.$$

Această valoare nu este niciodată atinsă din cauza schimbărilor tranzistorului (duc către regiunea activă, cînd $q_S = 0$).
Ecuația lui q_S este o simplă exponențială scăzătoare.
Deci:

$$15,7 = (15,7 + 26,7)e^{-t_{sd}/\tau_s}$$

$$t_{sd} = \tau_s \ln\frac{42,4}{15,7} = 11,6 \text{ ns}.$$

Timpul de scădere

Se presupune o traversare rapidă a regiunii active, deci putem neglija recombinarea. Se calculează mai întîi Δq.
Se definește drept început al traversării t_1 și drept sfîrșit t_2:

$$q_F(t_1) = \tau_F I_C = 0,5 \times 4,8 = 2,4 \text{ pC}$$

$$q_F(t_2) = 0$$

$v_{BE2}(t_1) = 0,6$	$q_{VE}(t_1) = 4,2$ pC
$v_{BE2}(t_2) = 0,3$	$q_{VC}(t_1) = 2,1$ pC
$v_{BC}(t_1) = 0,3$	$q_{VC}(t_1) = 1,2$ pC
$v_{BC}(t_2) = -2,7$	$q_{VC}(t_2) = -6$ pC.

Curentul de bază inițial este:

$$i_B(t_1) = -1,25 \text{ mA}.$$

La capătul regiunii active curentul de bază a scăzut la

$$i_B(t_2) = -\frac{0,3 - 0,1}{0,4} = -0,5 \text{ mA};$$

$$\int_{t_1}^{t_2} i_B\, dt = \Delta q = (-2,4) + (2,1 - 4,2) + (-6 - 1,2) = 11,7 \text{ pC}.$$

Presupunind descreşterea curentului în bază liniară

$$t_2 - t_1 = t_f = \frac{11,7}{(1,25 + 0,5)/2} = 13,4 \text{ ns.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.9

$$q_{B0} = \tau_F I_C\,(sat) = \tau_F \frac{V_C}{R_C}.$$

În final:

$$q_S = \tau_S\,(i_B - i_{BO}) = \tau_S \left(\frac{V_C}{R_B} - \frac{V_C}{\beta_F R_C}\right).$$

Deci:

$$q_B = q_{BD} + q_S = \tau_F \cdot \frac{V_C}{R_C} + \tau_S \left(\frac{V_C}{R_B} - \frac{V_C}{\beta_F R_C}\right)$$

τ_S este media ponderată a lui τ_{BF} şi τ_{BR}.

Pentru a simplifica comparaţia se presupune $\tau_S \approx \tau_{BF}$.
Atunci:

$$q_B = \frac{\tau_{BF}}{\beta_F} \frac{V_C}{R_C} + \frac{\tau_{BF} V_C}{R_B} - \tau_{BF} \frac{V_C}{\beta_F R_C} = \tau_{BF} \frac{V_C}{R_B}.$$

Cu această presupunere, sarcina din bază va fi aceeaşi cu sau fără diodă de fixare în fig. 23.19.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.13

Pentru intrarea pusă la „0", adică – 1,6 V, Q_1 şi Q_2 vor fi blocate deci $v_2 = 0$ V, iar $v_4 = -0,75$ V. Cu Q_3 în conducţie,

$$I_{C3} = \frac{5,2 - (1,15 + 0,75)}{1,24} = 2,7 \text{ mA.}$$

Deci $v_3 = -(0,3 \times 2,7) = -0,81$ V, iar $v_5 = -0,81 - 1,75 = -1,56$ V.

Pentru v_1 pus pe „1", adică – 0,75 V, Q_1 va conduce şi Q_3 va fi blocat, deci v_4 şi v_5 vor fi invers ca mai sus. În ambele cazuri, nivelele de tensiune de la intrare şi ieşire sînt compatibile.

PROBLEME LA CAP. 24

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.2

$$\frac{I_l}{I_i} = -\frac{R_B \cdot r_{\pi 1}}{R + r_{\pi 1}} \times g_{m1} \times \frac{R_C}{R_C + R_B + r_{\pi 2}} \times r_{\pi 2} \times g_{m2} \times \frac{R_C}{R_C + R_B}.$$

Pentru R_B mult mai mare decît R_C, acest rezultat este identic cu acela dat de relaţia 24.9.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.4

Pentru
$$I_{C1i} = I_{C2i} = \frac{I}{A + 1}$$

$$K_1 = 0$$

$$K_2 = \frac{I}{A + 1} - \frac{I}{A + 1} = 0.$$

Deci relaţia (24.22) devine:

$$i_{C1} = i_{C2} = \frac{I}{A + 1}.$$

Aceasta înseamnă că pentru acest set de condiţii iniţiale ale regiunii active, nu există tranziţie. Ne aflăm la limita unui echilibru instabil marcat cu C_2 în fig. 24.1, *b*.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.6

Se presupune T_1 blocat. Dacă este aşa, nu există cădere pe R_{C1}, deci $V_{BE2} = 0$, şi deci şi T_2 este blocat. Deci nu avem cădere de tensiune pe R_{C2} şi $V_{BE1} = 0$, amintind că într-adevăr, T_1 este blocat.

Presupunem acum că T_1 conduce. Atunci:

$$i_{B2} \approx -\frac{6}{10} = -0,6 \text{ mA.}$$

Deci T_2 va fi în conducţie şi la saturaţie, pentru orice β_F mai mare decît 5. Deci

$$i_{B1} \approx \frac{6}{10} = 0,6 \text{ mA,}$$

deci T_1 este în conducţie pentru orice β_F mai mare decît 5.

Aceste calcule confirmă prima condiţie de bistabilitate din § 24.1.5.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.8

Condiţia unei operări corecte a circuitelor bistabile cu circuite logice cu emitorul cuplat (CLEC), este aceea că fiecare tranzistor trebuie să alterneze între regiunea activă şi regiunea de blocare. Pentru simplitate se presupune că R_1 şi R_2 sînt de cel puţin 10 ori mai mari decît R_L şi R_E, deci încărcarea de către circuitul bazei este neglijabilă.

Acum presupunem că T_1 este în conducţie, iar T_2 blocat. Pentru a pune bazele la o tensiune de aproximativ $V_{CC}/2$, să punem $R_1 = R_2$. Deci potenţialul emitorului va fi: $(V_{CC}/2) - 0{,}6$. Aşadar, pentru un curent de emitor dat I_0,

$$R_E = \frac{\dfrac{V_{CC}}{2} - 0{,}6}{I_0}.$$

Facem R_L mai mic decît R_E pentru a asigura că nici un tranzistor nu se saturează în starea de conducţie. Pentru răspunsuri rapide, se face R_L mult mai mic decît R_E, astfel încît excursiile tensiunii de colector nu sînt prea mari între regiunea de conducţie şi cea de blocare (deci minimizăm Δq_{FC}).

REZOLVAREA PRPBLEMEI P. 24.11

Aşa cum este ilustrat în fig. 24.15, tranzistoarele sînt în mod normal blocate. Pentru a le bascula se aplică un impuls negativ pe T_2, trecîndu-l în stare de conducţie. Aceasta ridică pe v_2 pînă cînd T_1 intră în conducţie deci intensificînd comanda lui T_2. Se observă totuşi că T_2 nu se saturează imediat, datorită lui C. De fapt saturarea lui T_2 sfîrşeşte starea metastabilă, deoarece curentul de bază al lui T_1 este *injectat* numai datorită variaţiilor la bornele lui C. Curentul de încărcare al lui V vine de la T_2. Acest curent de colector este:

$$\beta_F \times \frac{6 - 0{,}6}{10}.$$

Deci v_2 creşte exponenţial către:

$$V_2 = \beta_F \times \frac{5{,}4}{10} \times 2{,}2.$$

Pentru $\beta_F = 50$, $v_2 \approx 60$ V. Această creştere exponenţială este întreruptă atunci cînd $v_2 = 6$ V, aşa cum s-a scos în evidenţă mai sus. Deci numai prima parte, cea liniară, a exponenţialei, este obţinută şi putem de fapt să presupunem că tot curentul de colector e folosit la încărcarea lui C_1 (de exemplu neglijăm curentul în rezistenţa de sarcină de 2,2 kΩ). Pe acest temei, v_2 ajunge de la 0,6 V pînă la 6 V în timpul:

$$\Delta t = \frac{C\,\Delta V}{i} = \frac{C \times 5{,}4}{\beta_F \times \dfrac{5{,}4}{R_2}} = \frac{R_2 C}{\beta_F}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.12

1) Cînd condensatorul C este scos, T_2 va rămîne permanent în conducţie (activ) astfel încît să îndeplinească condiţia (1); T_1 trebuie să fie blocat. Aceasta se aranjează ajustînd rezistenţele R_{B1} şi R_{B3}.

2) Cînd v_{BE2} este scăzut, tensiunea emitor-masă se reduce. Este clar că T_1 va putea eventual să intre în regiunea activă cît timp T_2 este încă în regiunea activă, indiferent de valorile lui R_{B1} şi R_{B3} alese mai sus. Aşadar se satisface condiţia (2).

3) Ridicînd potenţialul bazei lui T_2 va creşte potenţialul emitorului lui T_1, care va reduce curentul de colector al lui T_1, deci va creşte potenţialul colectorului lui T_1. Aşadar reacţia este pozitivă. Parametrii circuitului pot fi aleşi astfel încît să asigure o transmisie pe buclă mai mare decît unitatea.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.14

Putem găsi forma curbei de transfer presupunînd diverse valori ale lui v_I şi calculînd v_O. Totuşi, deoarece circuitul este regenerativ, tensiunea de ieşire va fi o funcţie cu două valori ale tensiunii de intrare v_I, între anumite limite, deci în aceste limite trebuie să se presupună care sînt stările tranzistoarelor.

Presupunem $v_I = 0$. În acest caz, T_1 va fi sigur blocat.

Neglijînd curentul de bază al lui T_3, se calculează v_3 care va fi:

$$v_3 = \frac{20}{80} \times 10 = 2{,}5 \text{ V};$$

$$v_2 = 2{,}5 - 0{,}6 = 1{,}9 \text{ V};$$

$$v_O = 10 - (1{,}9)\,2 = 6{,}2 \text{ V}.$$

Presupunem $v_I = 3{,}9$ V. Atunci T_1 va fi cu siguranţă în conducţie. Deci $v_2 = 3{,}3$ V, iar $v_1 = 10 - (3{,}3)\,2 = 3{,}4$ V, neglijînd curentul prin R_{B2}. Acum $v_3 = 3{,}4 \times 1/4 = 0{,}85$ V, deci T_2 este blocat şi $v_O = 10$ V.

v_I	Starea lui T_1	v_1	v_2	v_3	Starea lui T_3	v_O
0	blocat	—	1,9	2,5	conducţie	6,2
2	blocat	—	1,9	2,5	conducţie	6,2
2,2	blocat	—	1,9	2,5	conducţie	6,2
3,9	conducţie	3,4	3,3	0,85	blocat	10
2,1	conducţie	7,0	1,5	1,75	blocat	10
2,2	conducţie	6,8	1,6	1,7	blocat	10

Tabelul de mai sus conţine demonstraţia cerută asupra bistabilităţii pentru $v_I = 2{,}2$ V. Presupunînd T_1 blocat, se găseşte un argument puternic asupra faptului că T_2 este în conducţie şi deci T_1 blocat. Similar, presupunînd T_1 în conducţie şi T_2 blocat se vede din ultima linie a tabelului că afirmaţia este consistentă. Deci sistemul este bistabil.

PROBLEME LA ANEXA A

REZOLVAREA PROBLEMEI P.A. 1

(*a*) Intersecţiile dreptelor de sarcină sînt :

$$e_B = V_B = 250 \text{ V};$$

$$i_B = \frac{V_B}{R_L} = 5 \text{ mA}.$$

(*b*) Pentru $e_C = 0$ V, punctul static de funcţionare este

$$e_B = 125 \text{ V};$$

$$i_B = 2{,}5 \text{ mA}$$

Pentru $e_C = -2$ V punctul static de funcţionare este

$$e_B = 230 \text{ V}$$

$$i_B = 0{,}7 \text{ mA}.$$

(*c*) Cea mai mică valoare a lui e_C, care va bloca trioda este

$$e_C \approx -3{,}3 \text{ V}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.A. 3

(*a*) Dreapta de sarcină are intersecţiile la :

$$e_B = 300 \text{ V};$$

$$i_B = \frac{300}{80 + 0{,}5} = 3{,}75 \text{ mA}.$$

Relaţia dintre i_B şi e_C este (pentru $v_I = 0$) : $e_C = -i_B R_S$. Această curbă poate fi reprezentată pe caracteristicile de ieşire. Ea intersectează dreapta de sarcină la :

$$e_B = 170 \text{ V};$$

$$i_B = 16 \text{ mA};$$

$$e_C = -0{,}8 \text{ V}.$$

(*c*) Pentru $i_B = 1{,}5$ mA şi folosind dreapta de sarcină de la punctul (a), care este valabilă atît timp cît R_S este foarte mic comparat cu R_D, avem :

$$e_C \approx -0{,}7 \text{ V}.$$

Deci

$$R_S = \frac{0{,}7}{1{,}5} \approx 470 \ \Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.A. 4

Observaţi că în textul problemei se va subînţelege $R_D = R_O = 50$ kΩ.

REZOLVAREA PROBLEMEI P.A. 5

Dreapta de sarcină este verticală cu o intersecţie la 200 V. Curentul anodic este 2 mA pentru

$$e_C \approx -1 \text{ V}.$$

Aşadar

$$V_C = 1 \text{ V}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.A. 7

Punctul static de funcţionare (găsit în problema A.4) este :

$$e_B = 225 \text{ V};$$

$$i_B = 1{,}5 \text{ mA}.$$

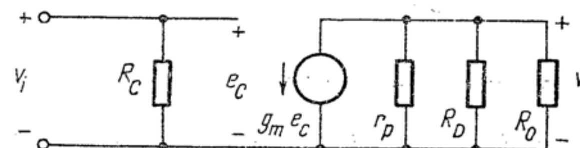


Fig. P. A. 7.

(*a*) În acest punct trioda are următorii parametri de semnal mic :

$$g_m = \frac{\Delta i_B}{\Delta e_c} \approx \frac{1{,}7 \text{ mA}}{1{,}0 \text{ V}} = 1{,}7 \text{ mS};$$

$$r_p = \frac{\Delta e_B}{\Delta i_B} = \frac{120 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 60 \text{ k}\Omega.$$

(*b*) Neglijînd tensiunile de semnal mic la bornele lui C_1 și C_2 se obține următorul model:

$$\frac{v_O}{v_i} = -g_m\,(r_p \,||\, R_D \,||\, R_0).$$

În punctul static de funcționare,

$$r_p \,||\, R_D \,||\, R_0 = 60\ \text{k}\Omega \,||\, 50\ \text{k}\Omega \,||\, 50\ \text{k}\Omega \,||\, \approx 16\ \text{k}\Omega$$

$$\frac{V_0}{V_i} \approx -1{,}7 \times 16 = -27.$$

PROBLEME LA ANEXA B

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 1

(*a*) Substituind relația (B.5b) în (B.5a) și rezolvînd pentru $\rho(x)$ obținem:

$$\rho(x) = -\varepsilon_0 \frac{d^2\psi}{dx^2}.$$

Substituind relația (B.2) în (B.4) se obține:

$$\rho(x) = J_0 \sqrt{\frac{m}{2q}}\,\psi^{-1/2}.$$

În final, eliminînd (x) între aceste relații, obținem:

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} = -\frac{J_0}{\varepsilon_0}\sqrt{\frac{m}{2q}}\,\psi^{-1/2} \text{ adică relația (B.7)}$$

(*b*) Înmulțind ambii membri prin $\frac{d\psi}{dx}$ și folosind identitatea:

$$\frac{d\psi}{dx}\left(\frac{d^2\psi}{dx^2}\right) = \frac{1}{2}\frac{d}{dx}\left(\frac{d\psi}{dx}\right)^2$$

obținem:

$$\frac{1}{2}\frac{d\psi}{dx}\left(\frac{d\psi}{dx}\right)^2 = -\frac{J_0}{\varepsilon_0}\sqrt{\frac{m}{2q}}\,\psi^{-1/2}\frac{d\psi}{dx}.$$

Așadar:

$$\frac{1}{2}\left(\frac{d\psi}{dx}\right)^2\Bigg|_0^{\frac{d\psi}{dx}} = -\frac{J_0}{\varepsilon_0}\sqrt{\frac{m}{2q}}\int_0^{\psi}\psi^{-1/2}\,d\psi.$$

După integrare, se va obține:

$$\left(\frac{d\psi}{dx}\right)^2 = -\frac{4J_0}{\varepsilon_0}\sqrt{\frac{m}{2q}}\,\psi^{1/2}$$

(*c*, *d*)

$$\frac{d\psi}{dx} = -2\sqrt{\frac{J_0}{\varepsilon_0}}\cdot\sqrt[4]{\frac{m}{2q}}\,\psi^{1/4}.$$

Așadar

$$\int_0^{\psi}\psi^{-1/4}\,d\psi = -2\sqrt{\frac{J_0}{\varepsilon_0}}\sqrt[4]{\frac{m}{2q}}\int_0^{x}dx$$

sau, după integrare

$$\frac{4}{3}\psi^{3/4} = -2\sqrt{\frac{J_0}{\varepsilon_0}}\sqrt[4]{\frac{m}{2q}}\,x.$$

Dacă rezolvăm obținem:

$$\psi = \left(\frac{3}{2}\right)^{3/4}\left(\frac{J_0}{\varepsilon_0}\right)^{2/3}\left(\frac{m}{2q}\right)^{1/3} x^{4/3}.$$

Cînd $x = W$, $\psi = V$;

$$V = \left(\frac{3}{2}\right)^{4/3}\left(\frac{J_0}{\varepsilon_0}\right)^{2/3}\left(\frac{m}{2q}\right)^{1/3} W^{3/4},$$

Această relație poate fi rezolvată pentru J_0 și se obține:

$J_0 = \left[\frac{4}{9}\varepsilon_0\sqrt{\frac{2q}{m}}\frac{1}{W^2}\right]V^{3/2}$ ceea ce reprezintă relația (B.10); factorul din paranteze reprezintă frecvența.

În final, potențialul poate fi scris ca:

$$\psi = V\left(\frac{x}{W}\right)^{4/3} \text{ adică relația (B.9).}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 2

Dacă emisia electronică este limitată, sarcina în mișcare va avea o influență limitată asupra distribuției de potențial, care este aproximativ liniară

$$\psi = V\left(\frac{x}{W}\right).$$

În consecință viteza electronilor este, din relația (A.2),

$$u = \sqrt{\frac{2qV}{mW}}\, x^{1/2}.$$

Timpul de trecere este:

$$T = \int_0^W \frac{dx}{u} = \sqrt{\frac{mW}{2qV}} \int_0^W x^{-1/2}\, dx$$

sau

$$T = 2\, W \sqrt{\frac{m}{2\,qV}}.$$

Aceste calcule arată că timpul de trecere este mai mic (prin factorul 2/3) decît într-o diodă cu sarcină spațială.

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 4

(*a*) Deoarece $i = K\, v^{3/2}$, în coordonate logaritmice se va obține o dreaptă:

$$\log i = \log K + \frac{3}{2} \log\ v.$$

(*b*) Se poate obține acest rezultat fără hîrtie specială în coordonate logaritmice, reprezentînd i în funcție de $v^{3/2}$ pe coordonate liniare:

v(V)	$v^{3/2}$	i (mA)
50	354	4
100	1000	14
150	1830	25

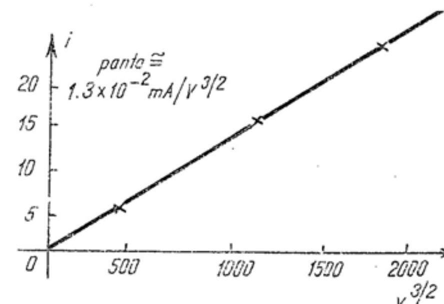


Fig. P. B.4.

Această construcție duce la $K \approx 1{,}3 \times 10^{-2} \frac{\text{mA}}{\text{V}^{3/2}}$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 6

(*a*) Parametrii de semnal mic au următoarele definiții:

$$\mu = -\left.\frac{\partial e_B}{\partial e_C}\right|_{i_B = \text{const}}, \qquad g_m = \left.\frac{\partial I_B}{\partial e_C}\right|_{e_B = \text{const}},$$

$$r_p = \left.\frac{\partial e_B}{\partial i_B}\right|_{e_C = \text{const}}.$$

Mai jos este prezentată o porțiune mărită a caracteristicilor anodice ale triodei.

Mărirea este suficientă pentru a face ca funcțiile de e_C constant să apară ca linii drepte. Triunghiul ilustrat definește micile variații ale celor trei variabile : Δe_B, Δi_B, Δe_C.

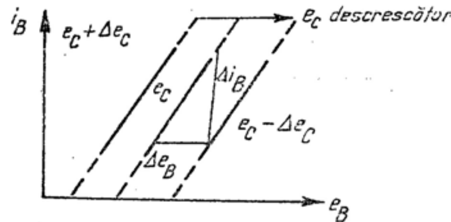


Fig. P. B.6.

Din definiții avem :

$$\mu = \frac{\Delta e_B}{\Delta e_C} = \frac{\text{baza triunghiului}}{\text{variația potențialului grilei}}$$

$$g_m = \frac{\Delta i_B}{\Delta e_C} = \frac{\text{înălțimea triunghiului}}{\text{variația potențialului grilei}}$$

$$r_p = \frac{\Delta e_B}{\Delta i_B} = \text{inversa pantei ipotenuzei.}$$

(*b*) Pentru caracteristicile din fig. (A.4) :

La $e_C = -1$ V, $e_B = 200$ V.

$$\mu = \frac{45 \text{ V}}{0{,}5 \text{ V}} = 90$$

$$g_m = \frac{1 \text{mA}}{0{,}5 \text{ V}} = 2 \times 10^{-3} \text{ S}$$

$$r_p = \frac{45 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 45 \text{ k}\Omega$$

La $e_C = -3$ V, $e_B = 300$ V

$$\mu = \frac{50 \text{ V}}{0{,}5 \text{ V}} = 100$$

$$g_m = \frac{0{,}55 \text{ mA}}{0{,}5 \text{ V}} = 1{,}1 \times 10^{-3} \text{ S}$$

$$r_p = \frac{50 \text{ V}}{0{,}55 \text{ mA}} = 91 \text{ k}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 7

Folosind definițiile :

$$g_m = \left.\frac{\Delta i_B}{\Delta e_C}\right|_{e_B = 0}$$

$$r_p = \left.\frac{\Delta e_B}{\Delta i_B}\right|_{e_C = 0}$$

se găsește, în apropierea lui $e_B = 200$ V, $e_C = -1$ V.

$$g_m = \frac{42 \text{ mA}}{1 \text{ V}} = 4{,}2 \text{ mS};$$

$$r_p = \frac{400 \text{ V}}{0{,}1 \text{ mA}} = 4 \text{ M}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 9

(*a*) Dreapta de sarcină are panta $-1/R_K$.

Intersecțiile sînt :

$e_B = 250$ V — cînd $i_B = 0$

de asemenea : $i_B = \dfrac{250 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} = 12{,}5$ mA — cînd $e_B = 0$

$i_B = 2{,}5$ mA — cînd $e_B = 200$ V.

Această dreaptă de sarcină intersectează linia $e_C = 0$ din fig. A.4 la :

$$e_B \approx 175 \text{ V.}$$

$$i_B \approx 3{,}8 \text{ mA.}$$

Tensiunea pe R_K este :

$$v_o \approx 75 \text{ V.}$$

În consecință valoarea maximă a lui v_I pentru operare cu grila negativată este:

$$v_I \approx 75 \text{ V}.$$

(*b*) Circuitul echivalent este:

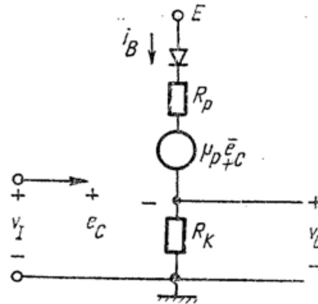


Fig. P. B. 9.1.

Punctul de blocare al diodei este caracterizat de:

$$i_B = 0$$

$$-\mu_p \cdot e_C = E, \qquad v_I = e_C.$$

Deci avem:

$$v_O = 0$$

$$v_I = -\frac{E}{\mu_p}.$$

Pentru $v_I > -E/\mu_p$ dioda este deschisă, iar analiza circuitului rezultant duce la:

$$i_B = \frac{E + \mu_p V_I}{R_p + (\mu_p + 1)R_K}.$$

Așadar:

$$v_O = \frac{R_K(E + \mu_p V_I)}{R_p + (\mu_p + 1)R_K}.$$

Limita regiunii cu grila negativă apare pentru:

$$v_I = v_O = E\frac{R_K}{R_K + R_p}.$$

Funcția de transfer static este ilustrată în fig. P. B. 9.2.

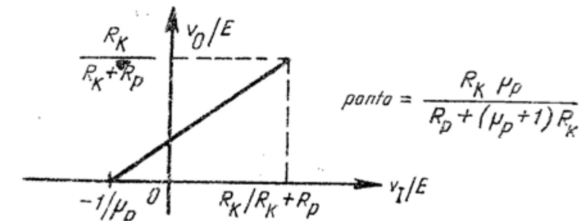


Fig. P. B. 9.2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 10

În fig. P.B. 10.1. este ilustrat circuitul echivalent liniar pe porțiuni și cu sursa echivalentă inclusă. (Se observă că rezistența sursei este notată prin R'_G pentru a face distincție de R_G din circuitul echivalent liniarizat pe porțiuni.)

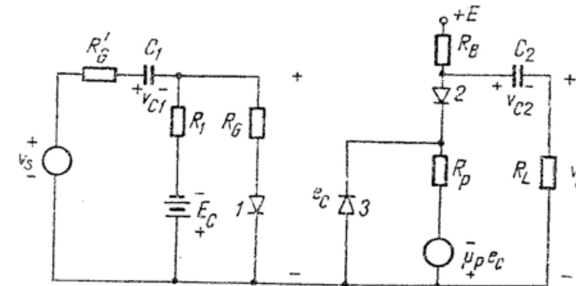


Fig. P. B. 10.2

Se presupune că C_1 și C_2 sînt suficient de mari astfel încît tensiunile v_{C1} și v_{C2} să rămînă fixe la valorile din punctul static de funcționare, care se obține pentru $v_S = 0$ și $v_o = 0$. În condiții statice de funcționare diodele *1* și *3* sînt blocate, iar dioda *2* este în conducție. Așadar,

$$v_{C1} = -E_C = -4 \text{ V};$$

$$v_{C2} = E\frac{R_p}{R_p + R_B} + E_C\frac{R'_p}{R_p + R_B} = 140 \text{ V}.$$

Deci circuitul se reduce la;

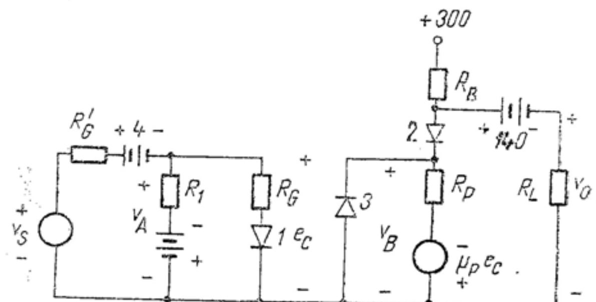


Fig. P. B. 10.2

Acum se evaluează cele trei puncte de frîngere.

dioda 1:

Este clar că $e_C = v_A = 0$. Aşadar, $v_S = 4 + (R'_G/R_1)e \approx 4,2$ V. În această condiţie dioda *3* este blocată, iar *2* este în conducţie. Aşadar circuitul se reduce la:

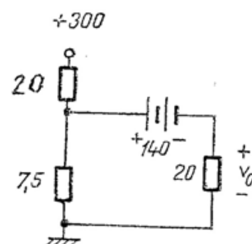


Fig. P. B. 10.3

$$v_O = 300 \frac{20 \| 7,5}{20 + 20 \| 7,5} - 140 \frac{20}{20 + 20 \| 7,5}$$

$$v_O \approx -45 \text{ V}.$$

dioda 2:

Diodele *1* şi *3* trebuie să fie blocate.

Dioda *2* nu are tensiune la borne şi nici curentul nu circulă prin ea cînd

$$-\mu_p e_C = 300 \frac{R_L}{R_L + R_B} + 140 \frac{R'_p}{R_L + R_B} = 220 \text{ V}$$

sau pentru

$$e_C = -11 \text{ V}.$$

La această valoare a lui e_C, tensiunea sursei de semnal este:

$$v_S = -11 + 4 - R_G \frac{11 - 4}{R_1} \approx -7,3 \text{ V}.$$

Tensiunea de ieşire este:

$$v_O = -\mu_p \cdot e_C - 140 = 80 \text{ V}.$$

Deci coordonatele punctului de frîngere sînt:

$$v_O = 80 \text{ V}$$

$$v_I \approx -7,3 \text{ V}.$$

dioda 3:

Cînd această diodă ajunge la propriul punct de frîngere, diodele *1* şi *2* sînt în conducţie. Tensiunea $v_B = 0$, iar tensiunea de ieşire este:

$$v_O = -140 \text{ V}.$$

Curentul prin R_p este:

$$i = \frac{300}{R_B} + \frac{140}{R_L} = 22 \text{ mA}.$$

Deci tensiunea de grilă trebuie să fie:

$$e_C = \frac{R_p}{\mu_p} = 8,25 \text{ V}.$$

Tensiunea sursei de semnal este:

$$v_S = e_C + \left(\frac{e_C}{R_G} + \frac{e_C + 4}{R_1}\right) R'_G + 4 \approx 34 \text{ V}.$$

Coordonatele punctului de frîngere sînt:

$$v_O = -140 \text{ V};$$

$$v_S = 34 \text{ V}.$$

Caracteristica statică de transfer este prezentată mai jos:
Se observă că prezența lui C_1 și C_2 ne asigură că graficul trece prin origine.

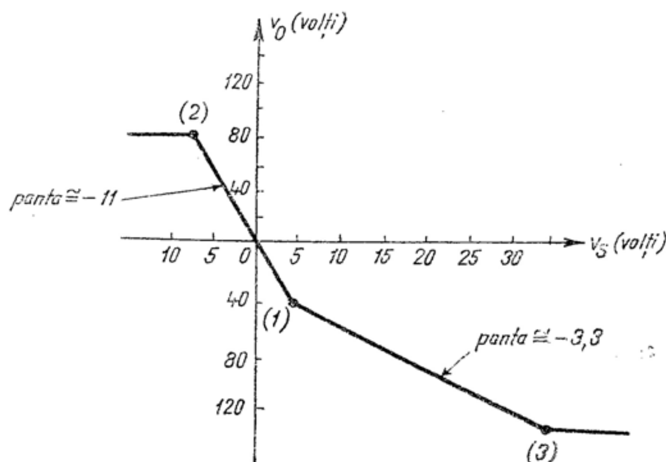


Fig. P. B. 10.3

Pentru $v_S < -7{,}3$ V, diodele *1*, *2* și *3* sînt deschise și ieșirea este fixată la 80 V. Pentru $-7{,}3 \text{ V} < v_S < 4{,}2$ V, diodele *1* și *3* sînt blocate, iar *2* în conducție și deci amplificarea de semnal mic este:

$$A_v = -\left(\frac{R_1}{R_1 + R_G}\right)\frac{\mu_p R_B \,||\, R_L}{R_B \,||\, R_L + R_p} \approx -11.$$

Pentru $4{,}2 \text{ V} < v_S < 34$ V, diodele *1* și *2* sînt în conducție iar dioda *3* este blocată și amplificarea de semnal mic este:

$$A_v = -\left(\frac{R_G \,||\, R_1}{R_G \,||\, R_1 + R_G'}\right)\frac{\mu_p R_B \,||\, R_L}{R_B \,||\, R_L + R_p} \approx -3{,}3.$$

Reducerea amplificării este cauzată de efectul de încărcare al lui R_G asupra rezistenței sursei.

DICȚIONAR ROMÂN-ENGLEZ

A

absorbție de fotoni — photon absorbtion 82, 91, (I)
acordare decalată — stagger tuning 102, (II)
admitanță de ieșire — output admittance 147, (II)
admitanță de intrare — input admittance 147, (II)
alegerea ariei în circuite integrate — area selection in integrated circuits 202, (I)
aliniabilitate — alignability 97, (II)
aliniere — alignment 94, (II)
ambalare termică — thermal run-away 492, (I)
amplificare — amplification 23, (I)
amplificare de curent — current amplification 295, (I)
amplificare de curent cu baza comună — common-base current gain 285, (I)
amplificare de curent cu emitorul comun — common-emitter current gain 285, (I)
amplificare de curent în scurtcircuit, cu baza comună — short-circuit common-base current gain 285, (I)
amplificare de curent în scurtcircuit, cu emitorul comun — short-circuit common-emitter gain 285, (I)
amplificare de putere — power amplification 24, 295, (I); 461, (II)
amplificare de tensiune — voltage gain 46, 29, 297, (I); 461, (II)
amplificare în buclă închisă — closed-loop gain 119, (II)
amplificare liniară — linear amplification 44, 403, (I); 458, (II)
amplificator acordat — tuned amplifier 89, (II)
amplificator cascadă — cascade amplifier 11, 76, (II)
amplificator cu baza comună — common-base amplifier 314, (I)
amplificator cu colector comun — common-collector amplifier 314, (I)
amplificator cu cuplaj direct — direct-coupled amplifier 59, (II)
amplificator cu cuplaj prin emitor — emitter coupled amplifier 65, 105, (II)
amplificator cu emitor comun — common-emitter amplifier 293, (I)
amplificator cu mai multe etaje — multistage amplifier 11, (II)
amplificator cu reacție — feedback amplifier 117, (II)
amplificator cu sursa comună — common-source amplifier 378, (I)
amplificator de bandă îngustă — narrow-band amplifier 117, (II)
amplificator de bază — basic amplifier 118, (II)
amplificator de tensiune — voltage amplifier 415, (II)
amplificator diferențial — differential amplifier 300, (I)
amplificator echilibrat — balanced amplifier 297, (I)
amplificator instabil — unstable amplifier 413, (II)
amplificator în contratimp — push-pull amplifier 315, (I)
amplificator operațional — operational amplifier 81, 82, (II)
amplificator trece bandă — band-pass amplifier 92, (II)
amplificator video — video amplifier 81, (II)
analiză de circuit prin liniarizare pe porțiuni — picewise-linear circuit analysis 228, (II)
analiză de semnal mic — incremental analysis 56, 405, (I)
analiza diodei cu vid — vacuum diode analysis 444, (II)
analiza diodei semiconductoare — semiconductor diode analysis 207, (I)
analiză grafică — graphical analysis 38, 225, (I), 453, (II)
analiză pe calculator — computer analysis 74, (I)
analiză pe noduri — node nalysis 553, (I)
analiza triodei — triode analysis 485, (II)

anod — plate 445, (II)
antrenare — drift 94, (I)
aproximația cu un singur pol — one-pole approximation 555, (I)
aproximația sărăcirii complete — depletion approximation 149, 172, (I)
arborele propriu — proper tree 350, 381, (II)
atenuator de precizie — precission attenuator 118, (II)
atenuator cu diode — diode attenuator 269, (I)
atenuator MOS — MOS attenuator 380, (I)
autoaglomerare — pinch-out 423, (I)
autransformator — autransformer 100, (II)
axa jw — jw axis 232, (II)

B

barieră de potențial — potential barrier 142, 170, (I)
basculare — toggle 424, (II)
basculare — triggering 421, (I)
bază comună — common-base 519, (I)
bistabil — flip-flop 412, (II)
bistabil în mod de curent (cu cuplaj prin emitor) — current mode flip-flop 428, (II)
bistabil I—K — I—K flip-flop 428, (II)
blocare în triode cu vid — cutoff in vacuum triodes 450, 455, (II)
bobină — inductor 100, 217, 465, (II)
bobină cu prize — tapped inductor 100, (II)
Bode, curbă~ — Bode plot 234, (II)

C

calculator — computer 56, 211, 215, 223, 317, (II)
calculator numeric — digital computer 16, 39, (II)
calcule pe calculator — computer calculations 195, 205, (II)
canal — channel 348, 388, (I)
capacitate a joncțiunii — junction capacitance 267, (I)
capacitate a regiunii de sarcină spațială a joncțiunii pn — pn junction space-charge-layer capacitance 171, 209, (I)
capacitate anod-catod — plate-to-cathode capacitance 434, (II)
capacitate de efect Miller — Miller effect capacitance 565, (I)
capacitate de încărcare a bazei — base-charging capacitance 417, (I)
capacitate de semnal mic a joncțiunii — incremental junction capacitance 209, (I)
capacitate de sarcină spațială de semnal mic — incremental spacecharge capacitance 209, (I)
capacitate de stocare sarcinii — capacitance, charge storage 177, (I)
~a regiunii de sarcină spațială — space-charge layer~ 169 (I)
~de efect Miller — Miller effect ~ 565, (I)
~ de semnal mic — incremental~ 177, (I)
capacitate de suprapunere — overlap capacitance 376, 424, (I)
capacitate la cald — hot capacitance 485, (II)
capacitate la rece — cold capacitance 485, (II)
capacitate neliniară — nonlinear capacitance 325, (I)
capacitate poartă-sursă — gate-to-source capacitance 375, 410, (I)
capacități între conexiuni — interlead capacitances 411, (I)
caracteristică pătratică — square-law characteristic 230, (I)
caracteristici anodice — plate characteristics 450, 489, (II)
caracteristici curent-tensiune, vezi caracteristici I-V — current-voltage characteristics, see I—V characteristics
caracteristici de drenă — drain characteristics 34, 350, 357, 396, (I)
~ale TECJ — of JFET 388, (I)
~ale tranzistoarelor MOS — of MOS transistors 357, (I)
caracteristici de ieșire ale triodei — triode output characteristics 450 (II)
caracteristici de transfer — transfer characteristics 40, (I) ; 454, (II)
caracteristici de transfer de c.a. — a.c. transfer characteristics 50, (I) ; 465 (II)
caracteristici de sarcină — load lines 39, 50, 508, (I) ; 453, 465, (II)
caracteristici de tip dipol — driving-point characteristics 38, (I) ; 452 (II)
caracteristici de transfer ale amplificatorului cu emitor comun — common emitter amplifier transfer characteristics 291 (I)
caracteristici I—V ale tranzistoarelor bipolare — I—V characteristics of bipolar transistors 280, 287 (I)
~ale diodelor semiconductoare integrate — of integrated semiconductor diodes 209, (I)
~ale fotodiodelor cu joncțiune — ~of junction photodiodes 184, (I)
~ale tranzistoarelor MOS — ~of MOS transistors 357, (I)

~ale joncțiunilor pn — ~of pn junctions 152, 163, (I)
~ale diodelor cu vid — ~of vacuum diodes 181, (I)
~ale triodelor cu vid — ~of vacuum triodes 450, 489, (II)
catod — cathode 228, (I) ; 443, (II)
celule fotoconductoare — photoconductive cells 92, (I)
circuit — circuit 134, 138, 153, (II)
~bistabil — bistable ~ 410, 428, (II)
~ complementar — complementary ~373, 425, (II)
~ numeric — digital~ 303, (II)
~f — f ~ 134, 155, (II)
~integrat — integrated ~ 211 (I) ; 81, 110, 386, 428, (II)
~ nesaturat — nonsaturating ~ 386, 428, (II)
~ regenerativ — regenerative ~ 409, 419, (II)
circuit echivalent — circuit model 25, (I)
circuit echivalent unilateral — unilateral model 556, (I)
circuit echivalent hibrid — hybrid—π— model 424 (I)
circuit limitator — limiter circuit 229, 235, (I)
circuit de „min" — min of circuit 232, (I)
circuit de modulare — modulator circuit 297, (II)
circuit RLC — RLC circuit 23, (I)
circuite acordate — tuned circuits 23, (I)
circuite active — active circuits 430, (I)
circuite astabile-astabile circuits 297, (II)
circuite convertoare de putere — power conversion circuits 345, (I)
circuite de comutație nesaturate — nonsaturating switching circuits 386, 428, (II)
~ regenerative — regenerative 409, (II)
~ saturate — saturating 362, (II)
circuite defazoare — phase-splitter circuits 434, (I)
circuite de polarizare — bias circuits 48, (I)
circuite de redresare — rectifier circuits 246, (I)
circuite echivalente ale tubului cu vid — vacuum tube circuit models 409, (II)
circuite echivalente, pentru tranzistoare bipolare — circuit models, for bipolar transistors 253, 413, (I)
~pentru diode — ~for diodes 234, (I)
~pentru diode cu vid — ~for vaccum diodes 467, (II)
~pentru tranzistoare MOS — ~for MOS transistors 375, 407 (II)
~pentru triode cu vid — ~for vacuum triodes 467, (II)
~pentru tuburi cu mai mulți electrozi — ~for multigrid tubes 496, (II)
circuite echivalente pentru transformatoare — models for transformers 51, (I)
circuite echivalente de regim staționar ale tranzistorului bipolar — bipolar-transistor static circuit models 281 (I)
circuite echivalente de semnal mic — incremental models 410, (I)
~pentru diode semiconductoare — for semiconductor diodes 238, (I)
~pentru TECJ-uri — for JFET's 412, (I)
~pentru tranzistoare bipolare — for bipolar tranzistors 413, (I)
~pentru tranzistoare MOS — for MOS transistors 52, 407, (I)
~pentru triode — for triodes 498, (II)
~pentru tuburi cu vid — for vacuum tubes 467, (II)
circuite rezonante — resonant circuits 23, (I)
cîmp electric, într-un semiconductor — electric field, in a semiconductor 119, (I)
~produs prin injecție — injection produced 132, (I)
cîmpuri electrice interne — built in electric fields 129, (I)
~în stratul de oxid — oxide layer 32, 202, 349, (I)
cîștig de putere — power gain 24, 41, 46, 295, 429, (I)
cîștig în buclă închisă — closed-loop gain 119, (II)
~de putere — power ~ 24, 41, 46, 295, 429, (I) ; 461, (II)
~de tensiune — voltage ~ 46, 295, 427, (I) ; 461, (II)
coeficient de difuzie — diffusion coeficient 97, 468, (I)
coeficient de temperatură al tensiunii de prag — threshold voltage temperatura coefficient 168, (I)
coeficienți de temperatură ai diodei cu joncțiune pn — pn junction diode temperature coefficients 167, (I)
compararea și eșantionarea pe buclă — loop comparison and sampling 151, (II)
comparator — comparator 118, (II)
compensare — compensation 196, (I) ; 200, 211, 212, 215, 243, 245, (II)
complement — complement 309, (II)
componenta de mod comun — common-mode component 299, (I)
componenta de mod diferențial — difference mode component 299, (I)
componenta directă a sarcinii din bază — forward-component of base charge 262, (II)

componenta inversă a sarcinii din bază — reverse-component of base charge 262, (II)
componente neliniare — nonlinear components 225, (I)
componente pasive — passive components 23, (I)
componente semiconductoare — semiconductor components 207, (I)
comportarea dinamică a diodei cu joncțiune pn — pn junction diode dynamic behavior 169, (I)
comportarea pătratică a tranzistoarelor MOS — square-law behavior of MOS transistors 379, (I)
comutatoare cu tranzistoare — transistors switches 293, (II)
comutator cu efect de cîmp — field effect switch 401, (II)
concentrație de purtători, dependența de temperatură — carrier concentration, temperature dependence 85, (I)
concentrație intrinsecă de purtători — intrinsic carrier concentration 84, (I)
concentrație netă de impurități — net impurity concentration 144, 195, (I)
concentrații de purtători — carrier concentrations 80, (I)
~ la echilibru — equilibrium ~ 81, (I)
~ la marginile regiunii de sarcină spațială — at space-charge layer edges 156, (I)
condensatoare semiconductoare — semiconductor capacitors 209, (I)
condensator de accelerare — speed-up capacitor 336, (I)
condensator de blocare — blocking capacitor 52, (I) ; 466, (II)
condensator de cuplaj — coupling capacitor 52, (I) ; 466, (II)
condensator de decuplare — bypass capacitor 67, (II)
condesator de decuplare de emitor — emitter bypass capacitor 502, (I)
condiții de neechilibru la o joncțiune pn — none quilibrium conditions at a pn junction 152, (I)
conductanța canalului — channel conductance 33, (I)
conductanță anodică — plate conductance 469, 499, (II)
~ de semnal mic — incremental ~ 469, (II)
conductanță de drenă — drain conductance 441, (I)
conductanță de ieșire — output conductance 55, (I)
~ de semnal mic — incremental ~ 55, (I)
conductanță de intrare — input conductance 418, (II)
conductanță de scurtcircuit — short-circuit conductance 24, (II)
conductanță de semnal mic — incremental conductance 418, (I)
conductanță de transfer — transfer conductance 55, (I)
~ de semnal mic — incremental ~ 55, (I)
~ directă — forward ~ 469, (II)
conductivitate — conductivity 66, 96, (I)
conductivitate electrică — electrical conductivity 66, (I)
conductoare — conductors 66, (I)
conexiune (configurație) cu bază comună — common-base configuration 288, (I)
conexiune (configurativ) cu emitor comun — common-emitter configuration 289, (I)
constantă de timp — time constant 54, (II)
~ dominantă — dominant ~ 74, 210, (II)
~ în circuit deschis — open-circuit ~ 21, (II)
~ în scurtcircuit — short circuit ~ 35, (II)
construcția locului rădăcinilor — root-locus construction 183 (II)
contacte — contacts 205 (I)
~ metal-semiconductor — metal-semiconductor ~ 205 (I)
~ ohmice — ohmic ~ 206 (I)
control prin sarcină — charge-control 317, 419, (II)
creștere exponențială — exponential growing 422, (II)
criteriul lui Nyquist — Nyquist criterion 231, (II)
cuadripol — two-part 452, (I)
curbă de disipație — dissipation curve 485, (I)
curent de bază — base current 275, 281, 284, (I)
curent de drenă — drain current 364, (I)
curent de grilă — grid current 450, (I)
curent de poartă — gate current 35, 379, 398, (I)
curent de purtători majoritari — majority-carrier current 120 (I)
curent de purtători minoritari — minority-carrier current 120, (I)
curent de saturație — saturation current 164 181, 289, (I)
curent de saturație al joncțiunii de colector — collector junction saturation current 289, (I)
curent de testare — test current 29, (II)
curentul diodei (cu vid) — diode current (vacuum) 432, (II)
curentul joncțiunii pn — pn jonction current 153, (I)
curenți de deplasare — displacement currents 174, (I)

curenți de saturație în gol — open-circuit saturation currents 266, (II)
curenți de saturație în scurtcircuit — short-circuit saturation currents 265, (II)
curenți de saturație în tranzistoare bipolare — saturation currents in bipolar transistors 266, (II)
curgerea (circulația) curentului în joncțiunea pn — current flow in pn junction 153, (I)
curgerea energiei — energy flow 41, 295, (I)
curgere limitată de emisie — emission-limited flow, 448, 478, (II)
curgere limitată de sarcina spațială — space-charge-limited flow 448, 478, (II)
cvasineutralitate — quasi-neutrality 88, 113, 134, (I)

D

DCTL — DCTL 364, (II)
Debye, lungime ~ — Debye length 187, (I)
defect de bază — base defect 285, (I)
demonstrație experimentală asupra — demonstration of
~ amplificatoarelor acordate — ~ tuned amplifiers 111, (II)
~ efectului Hall — Hall effect 106, (I)
~ foto conductivității — ~ photo conductivity 106, (I)
~ gîtuirii curgerii — ~ flow bottleneks 191, (I)
~ multivibratoarelor — ~ multivibrators 439, (II)
~ polarizării — ~ biasing 520, (I)
~ reacției — ~ feedback 125, 128, 168, 226, (II)
~ t.e.m. termice — thermal emf ~ 106, (I)
densitate de curent — current density 68, (I)
densitate de sarcină — charge density 81, (I)
dependența de temperatură — temperature dependence 467, (I)
~ a caracteristicilor diodei — ~ of diode characteristics 167, (I)
~ a concentrațiilor de purtători la echilibru — ~ of equilibrium carrier concentrations 85, (I)
deplasarea nivelului logic — logic-level shift 234, (I)
descompunerea sarcinii în exces — resolution of excess charge 261, (I)
desensibilizare — desensitivity 119, 141, (II)
determinant — determinant 16, (II)
determinarea parametrilor — parameter determination 16, (II)
deviația de frecvență — frequency deviation 90, (II)
diagrama Nichols — Nichols chart 236, (II)
diagramă Bode — Bode plot 234, (II)
difuzie — diffusion 95, (I)
~ de impurități — ~ of impurities 198, (I)
~ din sursă constantă — constant-source ~ 199, (I)
~ din sursă finită — limited-source ~ 200 (I)
~ în fază solidă — solid-state ~ 196, (I)
diodă — diode
~ cu bază subțire — thin-base diode 160, (I)
~ CU PATRU STRATURI — ~ four-layer diode 426, (II)
~ cu străpungere — clamping diode 388 (II)
~ cu vid — vacuum diode 448, (II)
~ de suprapunere — overlap diode 424, (I),
~ semiconductoare — seminconductor diod 207, (I)
~ tunel — tunel diode 264, (I)
diode fotosensibile — light-sensitive diodes 181, (I)
disipație — dissipation 492, 493, (I)
dispozitive active — active device 23, (I)
distorsiune — distorsion 46, (I)
distribuția și curgerea purtătorilor minoritari — minority-carrier distribution and flow 160, (I)
distribuții de sarcină cvasistatice — quasi-static charge distributions 322, (I)
domeniu de temperatură extrinsec — extrinsic temperature range 82, (I)
domeniu de temperatură intrinsec — intrinsic temperature range 82, (I)
dopanți — dopants 76, (I)
dreaptă de sarcină de c.a. — a.c. load line 50, (I) ; 465, (II)
dreaptă de sarcină de c.c. — d.c. load line 50, (I) ; 465, (II)
drenă — drain 81, 348, (I)
DTL — DTL 383 (II)
durata de revenire — recovery interval 433, (II)
durata de trecere la tranzistoare MOS — transit time in MOS transistors 372, 376, (I)

E

echilibru detaliat — detailed balance 147, (I)
echilibru instabil — unstable equilibrium 422, (II)

echilibru la o joncțiune pn — equilibrium at a pn junction 141, (I)
ECL — ECL 391, (II)
ecuația difuziei — diffusion equation 218, (I)
ecuația idealizată a diodei cu joncțiune pn — idealized pn junction diode equation 164, (I)
ecuația caracteristică — characteristic equation 16, (II)
ecuații de continuitate — continuity relationships 111, 161, (I)
ecuații de control prin sarcină — charge-control equations 399, (II)
ecuații pe noduri — node equations 13, (II)
efect de cîmp — filed effect 359, (I)
efect Hall — Hall effect 66, 79, (I)
efecte capacitive in tranzistoare MOS — capacitive effects in MOS transistors 372, (I)
efecte dinamice, în tranzistoare bipolare — dynamic effects, in bipolar transistors 324, (I)
~ în diode cu joncțiune — ~ in junction diodes 169, (I)
~ în diode cu vid — ~ in vaccum diodes 432, (II)
~ în TECJ — ~ in JFET 399, (I)
~ în tranzistoare MOS — ~ in MOS transistors 358, (I)
~ în triode — ~ in triodes 489, (I)
electrod poartă — gate electrode 348, (I)
electroni, de conducție — electrons, conduction 74, (I)
~ liberi — free~ 66, 71, (I)
~ mobili — mobile ~ 66, (I)
~ de valență — bound ~ 73, (I)
element liniarizat pe porțiuni, ideal — ideal piecewiselinear element, 227, (I)
elemente — elements 22, 27, (I)
elemente de circuit — circuit elements 22, 27, (I)
elemente extrinseci, în tranzistoare bipolare — extrinsec elements, in bipolar transistors 422, (I)
~ în tranzistoare MOS — ~ in MOS transistors 411, (I)
elemente neliniare — nonlinear elements 28, 227, (I)
elemente parazite în circuite integrate — parasitic elements in integrated circuits 214, (I)
emisie secundară — secondary emission 391, (II)
emisie termoelectronică — thermoionic emission 445, (II)
energie termică — thermal energy 83, 146, (II)
eșantionare — sampling 131, (II)
etaj acordat sincron — synchronoresly — tuned 102, (II)
etaje cu emitor comun în cascadă — common emitter cascade 47, (II)
exponențială crescătoare — growing exponential 423, (II)
extracția purtătorilor minoritari — minority-carrier extraction 152 (I)
extracție — extraction 152, (I)

F

fabricarea dispozitivelor semiconductoare — semiconductor device fabrication 195, (I)
factor de amplificare — amplification factor 488, 500, (II)
factor de transfer — transfer ratio 58, (I)
~ de semnal mic — incremental~ 58, (I)
~ în tensiune — voltage~ 58, (I)
fan-out (capacitatea de comandă la ieșire) — fan-out 310, 370, (II)
filament — heater 445, (II)
filtrarea ondulațiilor — rippel filtering 250, (I)
filtrarea sursei de alimentare — power supply filtering 250, (I)
filtre LC — LC filters 23, (I)
filtru Butterworth — Butterworth filter 20, 103, 196, (II)
foaie de catalog — data sheet 472, (I)
forță Lorentz — Lorentz force 68, (I)
fotoconductivitate — photoconductivity 91, (I)
fotodiodă cu bază subțire — thin-base photodiode 181, (I)
fotodiode — photodiodes 181, (I)
fotodiode cu joncțiune pn — pn junction photodiodes 181, (I)
fotorezistoare — photoresistors 92, (I)
frecvență de centru — center frequency 89, (II)
~ de rezonanță — resonant~ 89, (II)
~ de tăiere transversală — transverse cutoff ~ 97, (II)
~ naturală — natural~ 16, 91, (II)
funcționarea dinamică a tranzistoarelor bipolare — dynamic operation of bipolar transistors 319, (I)
funcționarea tranzistorului bipolar — bipolar-transistor operation 275, (I)
f_T — f_T 470, (I) ; 343, (II)

G

Gauss, legea lui~ — Gauss's law 70, 81, 147, 348, (I)
generare de suprafață — surface generation 114, (I)
generare și recombinare de purtători în exces — generation and recombination of excess carriers 89, (I)
generare și recombinare în regiunea de sarcină spațială — generation and recombination in the space — charge layer 164, (I)
generatoare controlate — dependent generators 286, (I)
gîtuire, în situații de curgere — bottleneck, in flow situations 153, (I)
goluri — holes 74, (I)
grilă — grid 445, 448, 485, (II)
grilă ecran — screengrid 391, (II)
grilă supresor — supressor grid 391, (II)

H

Hall, efect~ — Hall effect 66, 79, (I)

I

impedanță de intrare cu reacție — feedback input impedance 147, (II)
impuls de tact — clock pulse 425, (II)
impurități acceptoare — acceptor impurities 77, (I)
impurități donoare — donor impurities 76, (I)
impurități în semiconductoare — impurities in semiconductors, 76, (II)
inductanță de magnetizare — magnetizing inductance 465, (II)
injecție — injection 113, 150, (I)
injecție de nivel mic — low — level injection 112, 134, 158, (I)
injecție de purtători în exces — excess-carrier injection 113, (I)
injecție de purtători minoritari — minority carrier injection 151, (I)
injecție optică — optical injection 112, (I)
instabilitate — instability 94, 175, (II)
~ de reacție, la frecvențe joase — feedback, at low frequencies 250, (II)
invertor — inverter 305, (II)
ionizarea atomilor de impurități — ionization of impurity atoms 76, (I)
izolarea componentelor în circuite integrate — isolation of components in integrated circuits 213, 215, (I)
izolare cu joncțiuni — junction isolation 213, (I)
izolare dielectrică — dielectric isolation 215, (I)

Î

îngustarea benzii — bandwidth shrinkage 102, (II)
întîrziere de stocare — storage delay 327, (II)
întreruperea buclei — breaking the loop 415, (II)

J

joncțiune — junction
~ abruptă — abrupt~ 144, 174, (I)
~ de colector — collector~ 273, (I)
~ de emitor — emitter~ 273, (I)
~ dopată nesimetric — asymmetrically—doped~ 149, (I)
~ liniar gradată — linearly-graded~ 174, (I)
~ pn — pn~ 141, (I)
~ la echilibru — in equilibrium 145, (I)

L

lărgimea benzii — bandwidth 27, 91, (II)
legături covalente — covalent bounds 72, (I)
legea a doua a termodinamicii — second law of thermodinamics 83, 180, (I)
legea lui Gauss — Gauss's law 70, 81, 147, 348, (I)
legea lui Ohm — Ohm's law 95, (I)
legea parabolică 3/2 — three-halves power law 476, (II)
legi de conservare — conservation laws 141, 161, (I)
limitator cu diode — diode limiter 229, (I)
limite ale regiunii active — linmits of the active region 290, (I)
limite ale tensiunii de colector — collector voltage limits 306, (I)
locul rădăcinilor — root locus 178, 182, (II)
logică — representation 304, (II)
~ de stare — state~ 305, (II)
~ negativă — negative~ 309, (II)
~ pozitivă — positive~ 309, (II)

logică cu cuplaj prin emitor (ECL) — emitter-coupled logic (ECL) 391, 394, (II)
logică diodă-tranzistor (DTL) — diode-transistor logic (DTL) 382, (II)
logică în mod de curent (CML) — current mode logic (CML) 392, (II)
logică rezistor-tranzistor (RTL) — rezistor-transistor logic (RTL) 364, (II)
logică saturată — saturated logic 383, (II)
logică tranzistor-tranzistor (TTL) — transistor-transistor logic (TTL, T^2L) 385, (II)
lungime Debye — Debye length 187, (I)
lungime de difuzie — diffusion length 123, (I)
lungime de difuzie a purtătorilor minoritari minority-carrier diffusion length 123, (I)

M

mascare cu bioxid de siliciu — silicon dioxide masking 202, (I)
maximal plat — maximally flot 91, (II)
măsurarea curentului de saturație — saturation current measurement 290, (II)
măsurarea timpului de viață — lifetime measurement 91, 106, (I)
mecanisme de generare — generation mechanisms 83, (I)
mecanisme de generare-recombinare în diode — generation-recombination mechanisms in diodes 166, (I)
mecanisme de recombinare — recombination mechanisms 83, (I)
memorie — memory 409, (II)
metale — metals 65, 70 (I)
metalizare — metallization 206, (I)
metoda lui Euler — Euler's Method 346, (II)
microfotografie — photomicrograph 110, 385, 397, (II)
minor — minor 16, (II)
mișcarea golurilor — hole motion 74, (I)
mișcare termică — thermal motion 92, (I)
mișcare termică aleatoare — random thermal motion 92, (I)
mobilitate — mobility 94, 468, (I)
mod de alunecare în tranzistoare bipolare — slash mode in bipolar transistors 286, 429, (II)
mod de umplere în tranzistoare bipolare — fill mode in bipolar transistors 286, (II)
modelare — modeling 23, (I)
modele ale regiunii active — active-region models 277, (II)
modele ale regiunii de blocare — cutoff region models 28, (II)
modele cu liniarizare pe porțiuni — picewise-linear models
~ pentru tranzistoare bipolare — ~ for bipolar transistors 288, (I)
~ pentru tuburi cu vid — ~ for vacuum tubes 493, (II)
modele de circuit statice pentru tranzistoare bipolare — static-circuit models for bipolar transistors 282, (I)
modele de diode — diode models 234, (I)
modele de regim dinamic pentru tranzistoare MOS — dynamic models for MOS transistors 372, (I)
modele de semnal total — total-signal models 330, (I)
modele Ebers-Moll — Ebers-Moll models 263, (II)
modele pentru regiunea de saturație — saturation region models, 282, (II)
modelul benzilor de energie — energy-band model 75, (I)
modelul bidimensional pentru legătură — two-dimensional bond model 72, (I)
modelul cu control prin sarcină pentru tranzistoare bipolare — charge-control model for bipolar transistors 324, (I)
~ pentru tranzistoare MOS — for MOS transistors 377, (I)
modularea grosimii bazei — base-width modulation 425, (I)
modulator cu întrerupere — chopper circuit 297, (II)
modulator de putere — power modulator 25, 273, (I)
multiemitor — multiple emitter 387, (II)
multiplicare în avalanșă — avalanche multiplication 260, (I)
~ la colector — ~ at the collector 308, (I)
multivibrator, astabil — multivibrator, free-running 435, (II)
~ bistabil — bistable 412, (II)
~ cu cuplaj prin emitor — emitter-coupled ~ 428, 434, 438, (II)
~ monostabil — monostable ~ 428, 434, (II)
~ monostabil complementar — complementary monostable multivibrator 434, (II)
~ monostabil cu cuplaj încrucișat — cross-coupled monostable 428, (II)

N

neliniaritate — nonlinearity 129, (II)
neutralitate — neutrality 69, 131, (I)

~ în metale — ~ in metals 65, (I)
~ în semiconductoare — ~ in semiconductors 81, (I)
neutralitatea sarcinii — charge neutrality 69, 131, (I)
Nichols, diagrama ~ — Nichols chart 236, (II)
notații pentru tensiuni și curenți — voltage and current notation 407, (I)
~ de declanșare — triggering 410, (II)
~ de menținere — sustaining 484, (I)
Nyquist, criteriul ~ — Nyquist criterion 231, (II)

O

Ohm, legea lui — Ohm's law 95, (I)

P

Parametri admitanță — admittance paramaters 453, (I)
~ de control prin sarcină — charge control ~ 268, (II)
~ g — g ~ 455, (I)
~ h — h ~ 162, (II)
~ hibrizi — hybrid ~ 455, 457, (II)
~ impedanță — impedance ~ 454, (I)
~ TEC — FET ~ 475, (I)
~ I — i ~ 452, (I)
~ z — z ~ 454, (II)
parametrii de semnal mic deduși din caracteristici statice — incremental parameters from static characteristics 42, 405, 443, (I)
parametru de control prin sarcină în regiunea de saturație — saturation region charge-control parameter 287, (II)
poli complecși — complex poles 20, (II)
porți cu diode — diode gates 232, 241,(I)
porți logice MOS — MOS logic gates 403, (II)
potențial de contact — contact potential 141, 147, (I)
potențial electrostatic — electrostatic potential 140, (I)
precontaminare — precontamination 168, (II)
predistorsionare — predistorsion 168, (II)
prelucrarea multistructură — multiple-chip processing 215, (I)
principiul echilibrului detaliat — principle of detailed balance 83, 129, 145, 356, (I)
production by illumination 88, 91, (I)
produs amplificare — bandă — gain-handwidth product 177, (II)
produs np — np product 82, (I)
produsul concentrațiilor de purtători — carrier concentration product 82, (I)
proiectare de circuit — circuit design 23, (I)
pasivarea suprafețelor semiconductoare — passivation of semiconductor surface 202, (I)
pătrundere — punch-through 307, (I)
pentode — pentodes 431, (II)
perveanță — perveance 494, (II)
pierdere de recombinare — recombination defect 124, 165, (I)
planul s — s-plane 233, (II)
poartă — gate 25, (I)
~ SAU — OR ~ 233, 265, (I)
~ SAU-NU — NOR ~ 396, (II)
~ SI-NU — NAND ~ 384, 388, (II)
pol — pole 16, (II)
~ dominant — dominant ~ 177, 210, 246, (II)
~ în semiplanul drept — right-half plane ~ 420, (II)
polaritate directă — forward polarity 142, 159, (I)
polaritate inversă — reverse polarity 142, 159, (I)
polarizare pe trei etaje — three-stage biasing 59, (II)
~ demonstrație experimentală — ~ lecture demonstration 520, (II)
proiectarea amplificatoarelor cu mai multe etaje — multistage desing 31, (II)
proiectarea pentru cazul cel mai defavorabil — worst-case design 311, (II)
proiectarea polarizării pentru germaniu — bias design for germanium 513, (I)
proprietăți de suprafață ale semiconductoarelor — semiconductor surface properties 352, (I)
proprietăți logice — logical properties 308, (I)
pseudotriodă — pseudotriode 391, (II)
punct de funcționare — operation point 46, 485, (I)
punct de funcționare în repaus — quiescent point 46, (I)
puncte de frîngere în modele de circuit liniarizate pe porțiuni — breakpoints in piecewise-linear circuits 229, (I)
purtători de sarcină în semiconductoare — charge carriers in semiconductors 73, (I)
purtători în exces — exces catriers 86, (I)
~ generarea și recombinarea — generation and recombination 89, (I)
purtători majoritari — majority carriers 78, (I)
purtători minoritari — minority carriers 78, (I)

R

raport semnal-zgomot — signal to noise ratio 122, (I)
răspuns acceptabil — acceptable response 194, 234, (II)
~ cu doi poli — two-pole ~ 180, (II)
~ în buclă închisă — closed loop ~ 242, (II)
~ în frecvență — frequency ~ 231, (II)
~ la semnal treaptă — step ~ 20, 104, 181, 195, (II)
~ tranzitoriu — transient~ 397, (II)
reacție buclă-buclă — loop-loop feed back 214, (II)
reacție negativă — negative feed back 117, (II)
reacție nod-nod — node-node feed back 135, (II)
reacție pozitivă — positive feddback 413, (II)
recombinarea sarcinii — charge recombination 323, (II)
recombinarea și generarea purtătorilor în exces — recombination and generation of exces carriers 89, (I)
~ în regiunea de sarcină spațială — in the space-charge layer 164, (I)
redresor dublă alternanță — full-wave rectifier 250, (I)
redresor în punte — bridge rectifier 250, (I)
redresor monoalternanță — half-wave rectifier 246, (I)
reducerea zgomotului de rețea (brum) — hum reduction 167, (I)
regim de saturație inversă — reverse saturation regime 283 (II)
regim tranzitoriu de blocare — turn-off transient
~ de intrare în conducție — turn-on~ (I)
regiune activă — active region 275, (I)
~ de funcționare operating~ 275, (I)
~ directă — forward ~ 276, (II)
~ inversă — reverse~ 276, (II)
regiune de blocare — cutoff region 291 (I) ; 277, 281, (II)
regiune de colector — collector region 274, (I)
regiune de drenă — drain region 31, 348, (I)
regiune de lucru permisă — allowed operating region 484, (I)
regiune de sarcină spațială — space charge layer 147, 169, (I)
regiune de saturație — saturation region 291 (I) ; 277, 282, (II)
~ directă — forward~ 283, (II)
~ în tranzistoare MOS — in MOS transistors 367, (I)
regiune de strangulare — pinch-off region 367, (I)
regiunea bazei într-o diodă — base region in a diode 160, (I)
~ într-o fotodiodă — ~ in a photodiode 181, (I)
~ într-un tranzistor — ~ in a transistor 273, (I)
regiunea canalului — channel region 348, (I)
regiunea sursei — source region 387, (I)
regula lui Cramer — Cramer's rule 555, (I)
relații Boltzmann — Boltzmann relations 147, 354, (I)
relații Einstein — Einstein relations 98, (I)
reprezentarea stării — state representation 305, (II)
rețea de decuplare — decoupling network 66, (II)
rețea de polarizare — bias network 519 (I)
rețea de reacție — feedback network 200 415, (II)
rețele de cuplaj — coupling networks 462, (II)
rezervă de amplificare — gain margin 236, (II)
~ de fază — phase~ 237, (II)
~ de tensiune — voltage~ 304, (II)
rezistența bazei — base resistance 423, (I)
~ sursei — source~ 412, (I)
rezistență controlată prin tensiune — voltage controlled resistance 380 (I)
rezistență de drenă — drain resistance 412, (I)
~ de scurtcircuit — short-circuit~ 64, (I)
~ de strat — sheet ~ 204, (I)
~ în circuit deschis — open-circuit~ 23, 71, 248, (II)
rezistență serie la diode — series resistance in diodes 180, (I)
rezistență termică — thernal resistance 492, (I)
rezistivitate medie — average resistivity 221, (I)
rezistoare difuzate — diffused resistors 211, (I)
~ fotosensibile — light-sensitive~ 92, (I)
~ semiconductoare — semiconductor~ 210, (I)
~ termosensibile — temperature-sensitive ~ 85, (I)
Runge-Kutta — Runge-Kutta 345, (II)

S

sarcina canalului — channel charge 354, (I)
sarcina electronului — electronic charge 74, (I)

sarcină de poartă — gate charge 374, (I)
sarcină de recombinare — recombination charge 323, (II)
sarcină de suprafață — surface charge 348, 369, (I)
sarcină în exces în bază — excess charge in the base 280, (I)
sarcină spațială în diode cu vid — space charge in vacuum diodes 446, (II)
sarcină spațială la o joncțiune pn — space charge at a pn junction 147, (I)
saturație — saturation 128, 311, (II)
serie Taylor — Taylor series 53, 408, (I)
semiconductoare, de tip p — p-type semiconductors 78, (I)
~ de tip n — n-type~ 78, (I)
~ dopate — doped ~ 86, (I)
~ gradate (dopate neuniform) — graded~ 128, (I)
~ intrinseci — intrinsic~ 78, (I)
semnal de ieșire — output signal 507, (I)
semnale exterioare — externoeus signals 120, (II)
simboluri, pentru diode cu vid — symbols, for vacuum diodes 451, (II)
~ pentru tranzistoare bipolare — for bipolar transistors 279, (I)
~ pentru tranzistoare MOS — for MOS transistors 34, 377, (I)
~ pentru triode cu vid — for vacuum triodes 451, (II)
~ pentru tuburi cu mai multi electrozi — for multigrid tubes 491, (II)
simetrie complementară — complementary-symmetry 402, (II)
stabilitate — stability 175, 412, (II)
stabilizarea sursei de alimentare — power supply regulation 253, (I)
stabilizator cu diode — diode regulator 262, (I)
stabilizator de tensiune — voltage regulator 262, 302, 437, (I)
stare, activă normală — forward-active state 306, (II)
~ de blocare — off~ 305, (II)
~ de conducție — on~ 305, (II)
~ de saturație — saturation~ 306, (II)
~ metastabilă — metastable ~ 431, 435, (II)
stocări de purtători de sarcină în exces — exces -carrier charge stores 176, (I)
stocări de sarcină în regiunea bazei — base region charge stores 260, (II)
stocări de sarcină în regiunea de sarcină spațială — space-charge layer charhe stores 169, (I)
stocări de sarcină în regiunea neutră — neutral-region charge stores 176, (I)
strat de acumulare — accumulation layer 356, (I)
strat de inversie — inversion layer 355, (I)
strat dipolar — dipole layer 147, 174, (I)
straturi de oxid — oxyde layers 32, 202, 349, (I)
străpungere Zener — Zener breakdown 261, (I)
strcctura cristalină a diamantului — dinamond ecrystal structure 72, (I)
structură de diodă plan paralelă — plan-paralel diode structure 476, (I)
structuri multistrat — multiple-layer structures 202, (I)
supracomandă — overdrive 371, 398, (I)
~ de blocare — turn-off~ 329, (II)
supracreștere — overshoot 180, 194, (II)
sursă — source 72, 347, (I)
~ de polarizare — bias~ 462, (II)
~ de tensiune de testare — test voltage~ 64, (II)
surse independente — independent sources 23, (I)

T

tabela combinațiilor — table of combinations 265, (I)
tampon — buffer 372, (II)
TECJ — JFET 387, (I)
~ circuite echivalente de semnal mic — incremental models 412, (I)
TECMOS — MOSFET 347, (I)
~ rețea de polarizare — bias network 420, (I)
tehnica fotorezistului — photorezist technique 204, (I)
tehnologia difuziei planare — planar diffusion technology 196, 275 (I)
t.e.m. termică — thermal e.m.f. 79, (I)
tensiune — voltage
~ de declanșare — triggering~ 421, (II)
~ de prag — threshold~ 180, 235, 288, (I)
~ de prag emitor-bază — emitter-base threshold~ 312, (II)
~ de strangulare — pinch-off~ 390, (I)
~ de străpungere — breakdown~ 260, (I)
~ de străpungere inversă — reverse breakdown~ 260, (I)
~ de susținere — sustaining~ 309, 485, (I)
~ Hall — Hall ~ 66, (I)
~ pe joncțiune — junction~ 152, (I)
~ termică — thermal~ 98, (I)

~ termoelectrică — thermoelectric~ 79, (I)
teoria circuitelor — circuit theory 21, (I)
teoria reţelelor — network theory 21, (I)
termistoare — thermistors 85, (I)
testarea cu undă dreptunghiulară — square-wave testing 572, (I)
tetrode — tetrodes 490, (II)
timp de cădere — fall time 327, 330, (II)
~ de creştere — rise~ 323, 330, (II)
~ de întîrziere — delay~ 320, 330 (II)
~ de întîrziere de stocare — storage delay ~ 70, (II)
~ de relaxare dielectrică — dielectric relaxation~ 70, (I)
timp de viaţă — lifetime 90, (I)
timp de viaţă al purtătorilor în exces — excess-carrier lifetime 90, (I)
topologia reţelelor — network topology 350 (II)
topologii cu reacţie — feedback topologies 131, (II)
transconductanţă — trnasconductance 410, 416, (I) : 499, (II)
~ de semnal mic — incremental~ 416 (I) ; 469, (II)
transformare de impedanţă în circuite bipolare — impedance transformation in bipolar circuits 434, (I)
transformare de la trece-jos la trece-bandă — low-pass to banh-pass transformation 92, (II)
transformatoare — transformers 51, (I)
transimpedanţă — transimpedance 144, 155, (II)
transmisia buclei — loop transmission 144, 415, (II)
transport de curent — current transport 92, (I)
tranzistoare cu efect de cîmp cu joncţiuni (TECJ) — junction field-effect transistors (JFET) 387, (I)
tranzistoare cu joncţiuni — junction transistors 273, (I)
tranzistoare MOS — MOS transistors 30, 347, (I)
~ circuite echivalente de semnal mic — incremental models 407, (I)
tranzistor bipolar — bipolar transistor 273, (I)
circuite echivalente de semnal mic — incremental models 413, (I)
tranzistor cu bază subţire — thin-base transistor
~ cu e efect de cîmp — field-effect~ 347, 387 (I) ; 400 (II)
~MOS cu canal indus — enchancement-mode MOS~ 369, (I)
~MOS cu canal iniţial — depletion-mode MOS~ 370, 391, (I)
~ unijoncţiune — unijunction~ 398, (I)
~ unipolar — unipolar~ 273, 387, (I)
tranzistorul cu ventil de comandă — transistor as a control-valve 279, (I)
triode — triodes 32, (I)
triode cu vid — vacuum triodes 444, (II)
tuburi cu vid — vacuum tubes 444, (II)
tuburi cu vid cu mai mulţi electrozi — multigrid vacuum tubes 490, (II)

V

valoare proprie — eigenvalue 16, (II)
varactoare — varactors 268, (I)
variabilă de stare — state variable 382, (II)
variabile binare — binary variables 308, (II)
~ de punct de funcţionare — operating point~ 239, (I)
~ de semnal mic — incremental~54, 239, (I)
~ la terminale ale tranzistorului — transistor terminal~ 279, (I)
variaţia parametrilor hibrizi — hibrid parameter variation 470, (I)
variaţiile grosimii bazei — base width changes 306, (I)
ventile de comandă — control valves 23, (I)
verificarea calculului — computational check 31, (II)
viteză de antrenare — drift velocity 94, (I)
viteză de comutare — switching speed 376, 418, (II)
viteză de recombinare — recombination rate 89, (I)
viteză termică — thermal speed 92, (I)

Z

zero — zero 16, (II)
zgomot de reţea al sursei de alimentare — power supply hum 123, (II)